

# ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОНИКИ

---

Под редакцией заслуженного деятеля  
науки и техники Российской Федерации  
проф. О. П. Глудкина, проф. Б. П. Соколова

Рекомендовано Комитетом по высшей школе  
Министерства науки, высшей школы  
и технической политики Российской Федерации  
в качестве учебника для студентов  
неэлектротехнических специальностей вузов  
и студентов, обучающихся по направлению  
«Проектирование и технология электронной  
аппаратуры»



МОСКВА «ВЫСШАЯ ШКОЛА» 1993

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Предлагаемый учебник написан в соответствии с программой курса «Электротехника и основы электроники», читаемого студентам неэлектротехнических специальностей высших учебных заведений и рассчитан на II и III уровни изучения электротехнических дисциплин с объемом аудиторных занятий от 75 до 125 ч.

Большинство выпущенных к настоящему времени учебников и учебных пособий по электротехническим дисциплинам либо посвящены, как правило, только отдельным разделам этих дисциплин, либо рассчитаны на большее количество аудиторных часов, либо недостаточно отражают тенденцию к возрастанию электронизации современного производства и широкому внедрению микропроцессорной техники во все сферы деятельности человека.

В данном учебнике сделана попытка изложить в сжатой и доступной форме все разделы программы курса, несколько расширив при этом объем разделов по измерительной и микропроцессорной технике. Материал скомпонован таким образом, что каждый последующий раздел является логическим продолжением предыдущих. В решении этой задачи авторы опирались на многолетний опыт методической и преподавательской работы коллектива кафедры «Микропроцессорные системы, электроника и электротехника» Московского авиационного технологического института имени К. Э. Циолковского при чтении курса «Электротехника, основы электроники и микропроцессорной техники» для студентов неэлектротехнических специальностей.

Усвоение материала, изложенного в учебнике, поможет студентам правильно выбирать необходимые в дальнейшей практической работе электротехнические, электронные, электроизмерительные и микропроцессорные устройства, эффективно их эксплуатировать, а в случае необходимости совместно со специалистами составлять технические задания на модернизацию или разработку указанных устройств.

Особое внимание обращается на умение применять усвоенные принципиальные вопросы теории и практики. С этой целью в конце каждой главы приведены контрольные вопросы. В учебнике единицы измерений физических величин даны в Международной системе единиц (СИ).

Учебник подготовлен авторским коллективом. Гл. 1 написана канд. техн. наук, доц. О. А. Антоновой; гл. 2, 4, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 18 — д-ром техн. наук, проф. О. П. Глудкиным; гл. 13—19 —

д-ром техн. наук, проф. П. Д. Давидовым; гл. 9 — канд. техн. наук, доц. Н. Н. Карелиной; гл. 11, 13, 15, 16 — канд. техн. наук, доц. Ю. Ф. Опадчим; гл. 2—8, 10, 20, 21 — канд. техн. наук, проф. Б. П. Соколовым; введение — О. П. Глудкиным, П. Д. Давидовым, Б. П. Соколовым совместно.

Авторы выражают глубокую признательность рецензентам — коллективам кафедр «Электротехника» Московского института стали и сплавов, возглавляемой проф. А. Е. Краснопольским, и «Электротехника и интроскопия» Московского энергетического института, возглавляемой проф. В. Г. Герасимовым, за тщательный научный и методический анализ материала рукописи и ценные замечания, направленные на улучшение ее содержания. Авторы благодарны также сотрудникам кафедры «Микропроцессорные системы, электроника и электротехника» Московского авиационного технологического института им. К. Э. Циолковского проф. В. К. Томшину, проф. Д. Б. Павлову, науч. сотр. И. А. Котиковой, доц. Н. М. Исакову, ст. преп. Е. В. Данилову, ст. преп. О. В. Трифонову за помощь в работе над рукописью, инж. С. Н. Игнатьевой и учебному мастеру Л. С. Резниковой — за оформление и подготовку рукописи к изданию.

Авторы будут признательны читателям за все замечания, которые следует направлять по адресу: 101430, Москва, ГСП-4, Неглинная ул., д. 29/14, издательство «Высшая школа».

*Авторы*

*Электротехника* — отрасль науки и техники, связанная с применением электрических и магнитных явлений для преобразования энергии, получения и изменения химического состава веществ, производства и обработки материалов, передачи информации, охватывающая вопросы получения, преобразования и использования электрической энергии в практической деятельности человека. Здесь следует в первую очередь отметить электроаппаратостроение, электрические станции и сети, транспорт, машиностроение, электрометаллургию и другие отрасли техники, определяющие уровень развития современного общества. В связи с этим успешная подготовка инженеров любой специальности связана с необходимостью изучения комплекса электрических и магнитных явлений, происходящих в электротехнических устройствах и системах.

Основоположником изучения электрических явлений по праву считается первый русский ученый-естествоиспытатель мирового значения М. В. Ломоносов, который в 50—60-х годах XVIII в. опубликовал ряд выдающихся работ в области электричества.

Его современник — академик Петербургской АН Ф. У. Эпинус, еще в 1759 г. сделал попытку математической трактовки электрических и магнитных явлений. Эти и другие исследования позволили к концу XVIII в. создать первый электрический источник энергии — генератор Вольта, а в начале XIX в. русским ученым, академиком В. В. Петровым, была создана большая гальваническая батарея, получена электрическая дуга, осуществлены плавка и электросварка металлов, введена изоляция металлических проводников.

Появление источников электрической энергии создало условия для дальнейших исследований, в результате которых был открыт ряд электрических законов. Первый закон об электричестве опубликовал французский физик Ш. О. Кулон в 1785 г. Этот закон позволял определить силу взаимодействия между электрическими зарядами.

В 1820 г. французский физик и математик А. М. Ампер сформулировал закон о взаимодействии магнитного поля и проводника с током. В 1831 г. английский физик М. Фарадей открыл явление электромагнитной индукции. Дальнейший прогресс в области электротехники связан с деятельностью нидерландского ученого, академика Х. А. Ленца, который в 1833 г. обосновал принцип обратимости электромагнитных явлений. Он же (и независимо от

него английский физик Д. П. Джоуль) открыл тепловое действие тока (закон Джоуля — Ленца).

Как наука электротехника начала формироваться в 1845 г., когда немецкий физик Г. Р. Кирхгоф установил основные законы расчета электрических цепей. Классическую теорию электрических и магнитных явлений создал в 1873 г. английский ученый Д. К. Максвелл. Эта теория получила экспериментальное подтверждение в опытах немецкого физика Г. Р. Герца (1886), русского физика П. Н. Лебедева (1895) и, наконец, в работах русского физика и электротехника А. С. Попова, который в 1895 г. продемонстрировал изобретенный им первый в мире радиоприемник.

Практическое использование электротехники связано с именем талантливого русского изобретателя П. Н. Яблочкова, создавшего в 1886 г. электрическую свечу. В 1885 г. русский изобретатель Н. Н. Бенардос и русский электротехник Н. Г. Славянов разработали установку, в которой электрическая энергия использовалась для дуговой сварки металлов.

В 1880 г. в России был основан и начал издаваться электротехнический журнал «Электричество», который существует и поныне.

Первое время для практических целей использовался постоянный ток. Однако электрическую энергию постоянного тока передавать на большие расстояния было неэкономично, так как постоянное напряжение нельзя повышать или понижать с помощью трансформаторов.

После изобретения выдающимся русским электротехником М. О. Доливо-Добровольским в 1889 г. трехфазного асинхронного двигателя и создания трехфазной системы получения, передачи и потребления электрической энергии начинается бурное развитие электротехники переменных токов. К 1891 г. ему удалось передать на расстояние 170 км электроэнергию мощностью в 300 л. с. при напряжении 8500 В и кпд около 78%.

Общепризнанный вклад в развитие электротехники внесли отечественные ученые Г. М. Кржижановский, Г. Н. Петров, В. К. Аркадьев, В. И. Коваленков, К. А. Круг, Л. Р. Нейман, П. Л. Калантаров, А. К. Красин, В. А. Малых, М. П. Костенко, В. А. Веников и многие другие.

Электричество прочно вошло в народное хозяйство, в наш быт. Электрическое освещение, радио- и телепередачи, кинофильмы, телефонная и телеграфная связь, трамвай, троллейбус, электропоезд, метрополитен, электросварка — все это и многое другое было бы невозможно без электричества.

С электротехникой тесно связана промышленная электроника, роль которой непрерывно повышается из-за все более широкого внедрения электронных устройств в промышленность, транспорт, электроэнергетику, быт.

*Электроника* — область науки, техники и производства, охватывающая исследования и разработку электронных устройств и при-

нципов их использования. Без знания законов электротехники невозможно понять и изучить принципы работы и применения электронных устройств.

Промышленную электронику можно подразделить на:

энергетическую (силовую), связанную с преобразованием переменного и постоянного тока для нужд электроэнергетики, электротяги, металлургии и пр.;

информационную, к которой относятся электронные системы и устройства, обеспечивающие измерения, контроль и управление различными процессами, включая производство и научные исследования во многих инженерных и неинженерных отраслях (биология, медицина и т. п.).

Параллельно с развитием электротехники происходил процесс совершенствования электроники. Первая электронная лампа (диод) была создана в 1904 г. англичанином Д. Флемингом. В 1907 г. американец Л. Форест, введя в диод управляющий электрод, получил триод, способный генерировать и усиливать электрические колебания. В России первую электронную лампу изготовил в 1914 г. Н. Д. Папалекси.

В 30-х годах началось активное изучение полупроводниковых материалов с целью их использования в электронике. Большой вклад в решение этой проблемы внесли теоретические работы советских физиков, возглавляемых акад. А. Ф. Иоффе.

В 1948 г. американскими учеными был изобретен первый полупроводниковый усилительный прибор — транзистор. Аналогичные приборы несколько позже разработали советские ученые А. В. Красилов и С. Г. Мадоян. Обладая существенными преимуществами по сравнению с электронными лампами, транзисторы обусловили бурное развитие полупроводниковой электроники. Транзисторы в сочетании с печатным монтажом позволили получить малогабаритные электронные устройства с относительно малым потреблением электроэнергии.

Дальнейший скачок в развитии электроники связан с появлением интегральной технологии. Промышленный выпуск интегральных схем был начат в начале 60-х годов. Это способствовало бурному прогрессу в развитии информационной электроники. Появление больших (БИС), а затем и сверхбольших (СБИС) интегральных схем позволило разработать и внедрить во все сферы человеческой деятельности микроЭВМ. Основным элементом микроЭВМ является микропроцессор — интегральная схема на кристалле площадью в несколько квадратных миллиметров, на котором размещаются десятки тысяч транзисторов и других элементов.

Микропроцессорные ЭВМ четвертого поколения (начало 80-х годов) характеризуются малогабаритностью, дешевизной и удобствами работы. Они широко используются в быту и производственной сфере в виде встраиваемых в оборудование устройств (контроллеров) для автоматизации типовых технологических процессов и отдельных

операций, что снижает трудоемкость и стоимость производства продукции при повышении ее качества и надежности.

Дальнейшая электронизация (внедрение электронных устройств) и компьютеризация (внедрение микропроцессоров и микроЭВМ) любого современного производства и проводимых научных исследований все более остро ставит вопрос о совершенствовании изучения электротехники и основ электроники каждым человеком, связанным с производственной или научной деятельностью любого профиля.

# РАЗДЕЛ I

## ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ И МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ

### ГЛАВА 1

#### ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ И АНАЛИЗ ЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА

##### § 1.1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

*Электрической цепью* называют совокупность устройств и объектов, образующих путь для электрического тока, электромагнитные процессы в которых могут быть описаны с помощью понятий об электродвижущей силе, токе и напряжении. Отдельные устройства, входящие в состав электрической цепи и выполняющие в ней определенную функцию, называют *элементами электрической цепи*. Назначение элементов — генерирование, передача, преобразование и использование электрической энергии. Элементами цепи являются источники и приемники электрической энергии, соединительные провода, а также вспомогательное оборудование (коммутационное, измерительное, контролирующее и др.).

Источниками электрической энергии могут быть химические источники, термоэлементы, электромагнитные генераторы и другие устройства, в которых происходит процесс преобразования различных видов энергии (химической, тепловой, механической и т. д.) в электрическую. Приемниками электрической энергии служат электрические лампы, электронагревательные приборы, двигатели и другие устройства, в которых электрическая энергия превращается в световую, тепловую, механическую и другие виды энергии.

На схемах элементы электрической цепи условно обозначают согласно ГОСТ 19880—74. Графическое изображение электрической цепи с помощью условных обозначений ее элементов, показывающее соединения этих элементов, называют *схемой электрической цепи*. На рис. 1.1 в качестве примера приведена схема электрической цепи, состоящей из гальванического элемента  $E$  (источника), лампы накаливания  $L$  (приемника), соединительных проводов, выключателя  $S$  и амперметра  $A$ .

При замыкании электрической цепи (ключа  $S$ ) под действием электродвижущей силы в ней появляется электрический ток — направленное движение носителей электрического заряда. Для постоянного тока, значение и направление которого не изменяется во времени, существует зависимость, описываемая формулой  $I = q/t$ ,

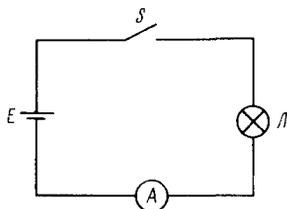


Рис. 1.1. Схема простейшей электрической цепи

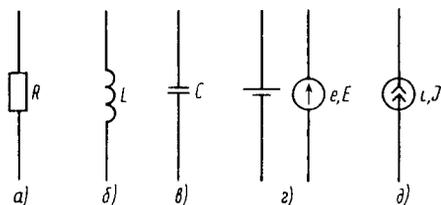


Рис. 1.2. Условные обозначения идеализированных элементов электрической цепи: а - резистора; б - индуктивной катушки; в - конденсатора, г - источника ЭДС; д - источника тока

где ток  $I$  выражается в амперах (А); количество электричества  $q$  — в кулонах (Кл); время  $t$  — в секундах (с).

Для переменного тока, значение и направление которого изменяется во времени, существует формула  $i = dq/dt$ , где  $i$  — мгновенное значение тока, т. е. значение тока в рассматриваемый момент времени.

Постоянный или переменный ток возникает в электрической цепи под действием электродвижущей силы (ЭДС), возбуждаемой в источнике постоянного или переменного тока. *Электродвижущая сила* источника — скалярная величина, характеризующая способность стороннего поля и индуцированного электрического поля вызывать электрический ток. Она измеряется разностью потенциалов на его зажимах при отсутствии нагрузки. При наличии же нагрузки разность потенциалов на зажимах источника называют *напряжением*. Это скалярная величина, равная линейному интегралу напряженности электрического поля. Электродвижущая сила и напряжение, как и ток, могут быть постоянными или переменными. Постоянные значения ЭДС и напряжений обозначают прописными буквами  $E, U$ , а мгновенные значения переменных ЭДС и напряжений — строчными буквами  $e, u$ . Выражают эти величины в вольтах (В).

При анализе и расчете цепи интерес представляют, как правило, лишь значения токов, напряжений и мощностей, т. е. электрическое состояние цепи. В этом случае вместо схемы электрической цепи используют ее графическое изображение, называемое *схемой замещения*, которая отражает свойства цепи при определенных условиях. Эти свойства зависят от включенных в цепь электротехнических устройств. Одной и той же электрической цепи может соответствовать несколько эквивалентных схем замещения. Схема замещения составляется из так называемых *идеализированных элементов* (резистивных, индуктивных и емкостных), характеризующихся соответственно только одним параметром (сопротивлением, индуктивностью, емкостью). В электрических цепях постоянного тока (при

установившихся режимах) встречаются только с резистивными свойствами приемников электрической энергии, т. е. с их способностью потреблять электрическую энергию, преобразуя ее в тепловую, механическую или световую. В электрических цепях переменного тока проявляются и другие электрические свойства устройств, входящих в электрическую цепь, — индуктивное и емкостное. Идеализированные элементы электрических цепей, условное обозначение которых показано на рис. 1.2, позволяют создавать различные схемы замещения для расчетов любых реальных электротехнических устройств.

## § 1.2. ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕМЕНТОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЦЕПИ

Основными элементами электрической цепи являются резистор, индуктивная катушка, конденсатор и источник электрической энергии. В данной главе рассматривается *линейная электрическая цепь*, электрические сопротивления, индуктивности и электрические емкости участков которой не зависят от значений и направлений токов и напряжений в цепи.

Элементы, параметры которых зависят от значений и направлений указанных электрических величин, называют *нелинейными*. Условные обозначения нелинейных элементов с  $R$ -,  $L$ -,  $C$ -параметрами приведены на рис. 1.3.

**Резистор** — элемент электрической цепи, предназначенный для использования его электрического сопротивления. В резисторе происходит необратимый процесс преобразования электрической энергии в тепловую. Параметром, который характеризует это основное свойство элемента, является *сопротивление*  $R$ . Идеализированный резистивный элемент обладает только этим параметром. Величину, обратную сопротивлению, называют *проводимостью*  $G$ . Единица измерения сопротивления — ом (Ом), проводимости — сименс (См).

Падение напряжения на резисторе в соответствии с законом Ома определяется формулой

$$u = Ri;$$

мгновенная мощность энергии, поступающей в резистор,

$$p = ui = Ri^2.$$

Следовательно, параметр  $R$  численно может быть определен как отношение мгновенной мощности энергии, потребляемой резистивным элементом, к квадрату мгновенного тока, проходящего через элемент:  $R = p/i^2$ .

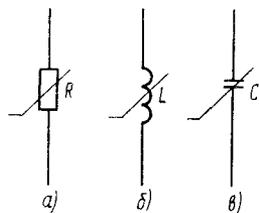


Рис. 1.3. Условные обозначения нелинейных элементов цепи:  
 а — резистора; б — индуктивной катушки; в — конденсатора

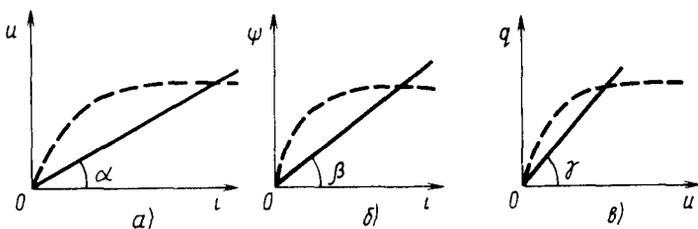


Рис. 1.4. Характеристики линейных (сплошная линия) и нелинейных (пунктирная линия) элементов цепи:

*a* — вольт-амперная характеристика резистора; *б* — вебер-амперная характеристика индуктивной катушки; *в* — кулон-вольтная характеристика конденсатора

На рис. 1.4, *a* показана вольт-амперная характеристика резистивного элемента, по которой можно определить его сопротивление:

$$R = u/i = (m_u/m_i) \operatorname{tg} \alpha,$$

где  $m_u$  и  $m_i$  — масштабные коэффициенты напряжения и тока на графике;  $\alpha$  — угол наклона характеристики к оси тока.

Сопротивление резистора в цепи переменного тока больше сопротивления этого же резистора в цепи постоянного тока. Это объясняется скин-эффектом (поверхностным эффектом), который проявляется в том, что с повышением частоты питающего напряжения заряды, образующие переменный ток, все в большей степени вытесняются из объема проводника к его поверхности, в результате чего плотность переменного тока у поверхности проводника всегда больше, чем внутри его. Вытеснение тока на поверхность эквивалентно уменьшению полезного сечения проводника, а следовательно, увеличению его сопротивления, причем чем больше частота переменного тока, тем сильнее проявляется поверхностный эффект. Он начинает заметно сказываться на частотах, равных единицам гигагерц и выше.

**Индуктивная катушка** — элемент электрической цепи, предназначенный для использования его индуктивности. В индуктивной катушке накапливается энергия магнитного поля. Параметром, характеризующим это свойство катушки, является *индуктивность* — скалярная величина, равная отношению потокосцепления самоиндукции элемента электрической цепи к току. Для линейного элемента это коэффициент пропорциональности в выражении

$$\Psi = Li, \quad (1.1)$$

где  $\Psi$  — собственное потокосцепление катушки, выраженное в веберах (Вб);  $L$  — индуктивность, выраженная в генри (Гн);  $i$  — ток в катушке (А).

*Потокосцепление* — это сумма магнитных потоков, создаваемых

мых током катушки и сцепленных с ее витками. Если каждый виток катушки пронизывается одним и тем же магнитным потоком  $\Phi$ , то

$$\Psi = w\Phi, \quad (1.2)$$

где  $w$  — число витков, образующих катушку.

На основании закона электромагнитной индукции изменение собственного потокосцепления вызывает эдс самоиндукции

$$e_L = -d\Psi/dt = -w d\Phi/dt = -L di/dt. \quad (1.3)$$

Идеализированная катушка обладает только параметром  $L$  (если считать, что активное сопротивление провода, из которого выполнена катушка, мало и им можно пренебречь, т. е.  $R=0$ ). На рис. 1.4, б приведена вебер-амперная характеристика индуктивного элемента, по которой можно определить его индуктивность (для линейного элемента). Ее математическая зависимость определяется формулой

$$L = (m_\Psi/m_i) \operatorname{tg} \beta,$$

где  $m_\Psi$  и  $m_i$  — масштабные коэффициенты;  $\beta$  — угол наклона характеристики к оси тока.

В случае нелинейного индуктивного элемента характеристика  $\Psi = f(i)$  позволяет судить об изменении индуктивности в зависимости от тока.

**Конденсатор** — элемент электрической цепи, предназначенный для использования его емкости. В конденсаторе накапливается энергия электрического поля. Это свойство элемента запастись электрический заряд характеризует *емкость* — параметр, являющийся коэффициентом пропорциональности в выражении

$$q = Cu,$$

где  $q$  — заряд на конденсаторе, выраженный в кулонах (Кл);  $C$  — емкость конденсатора, выраженная в фарадах (Ф);  $u$  — напряжение (В), приложенное к конденсатору.

При изменении напряжения  $u$  изменяется заряд  $q$ , а следовательно, возникает ток, значение которого определяется скоростью изменения заряда конденсатора:

$$i = d q/dt = C du/dt. \quad (1.4)$$

Идеализированный конденсатор обладает только параметром  $C$ . На рис. 1.4, в приведена кулон-вольтная характеристика емкостного элемента, по которой можно найти значение емкости для линейного элемента. Она определяется по формуле

$$C = (m_q/m_u) \operatorname{tg} \gamma,$$

где  $m_q$  и  $m_u$  — масштабные коэффициенты;  $\gamma$  — угол наклона характеристики к оси напряжения.

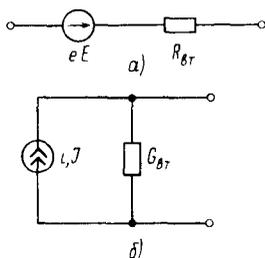


Рис. 1.5. Схемы замещения реальных источников:  
а — эдс; б — тока

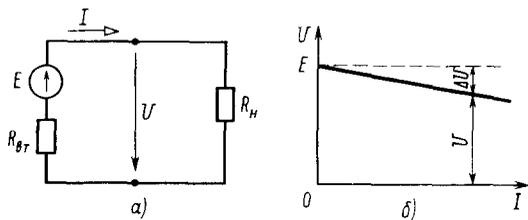


Рис. 1.6. Схема замещения простейшей электрической цепи: а — с источником постоянной эдс; б — внешняя характеристика источника эдс

Для нелинейного емкостного элемента характеристика  $q=f(u)$  позволяет судить об изменении емкости в зависимости от приложенного напряжения.

На практике электротехническое устройство может обладать не одним параметром, а несколькими. Например, индуктивная катушка обладает параметрами как резистивного элемента с сопротивлением  $R$ , так и индуктивного с индуктивностью  $L$ . Резистор, индуктивная катушка, конденсатор — пассивные элементы, так как они не обладают эдс.

**Источники электрической энергии** являются активными элементами и в зависимости от того, какая электрическая величина (эдс или ток) на их выходе поддерживается постоянной, делятся на источники эдс и источники тока. Основное свойство источника эдс — создавать и поддерживать определенную разность потенциалов на отдельных участках цепи. Это свойство источника характеризуется его эдс  $e$  (для переменного тока) или  $E$  (для постоянного) и *внутренним сопротивлением*  $R_{вт}$ . Идеализированный источник, внутреннее сопротивление которого равно нулю, характеризуется только эдс  $e$  ( $E$ ). Идеализированный источник тока (его внутренняя проводимость равна бесконечности) характеризуется только током  $i(J)$ . Условные графические обозначения указанных источников приведены соответственно на рис. 1.2, з, д. На практике, однако, не встречаются идеализированные источники. При протекании тока через реальный источник происходят потери энергии внутри источника на нагрев. Для источника эдс эти потери определяются параметром  $R_{вт}$ . Схема замещения такого источника содержит последовательно соединенные идеализированный источник эдс и резистивный элемент (рис. 1.5, а). Для источника тока потери на нагрев определяет параметр  $G_{вт}$  (величина, обратная внутреннему сопротивлению  $R_{вт}$ ) — *внутренняя проводимость источника*. В этом случае схема замещения источника тока состоит из параллельно соединенных идеализированного источника тока и внутренней проводимости  $G_{вт}=1/R_{вт}$  (рис. 1.5, б).

Если к источнику эдс подключить резистор сопротивлением  $R_n$ , то схема замещения примет вид, показанный на рис. 1.6, а. Под действием эдс источника в замкнутой цепи возникает ток  $I$ . Направление тока внутри источника совпадает с направлением эдс, т. е. от «-» к «+». Во внешней цепи ток направлен от точки с более высоким потенциалом к точке с более низким потенциалом, т. е. от «+» к «-». В соответствии с законом Ома ток в цепи определяется выражением

$$I = E / (R_n + R_{вт}). \quad (1.5)$$

Оно может быть записано в виде

$$E = R_n I + R_{вт} I = U + R_{вт} I, \quad (1.6)$$

откуда напряжение на зажимах источника

$$U = E - R_{вт} I. \quad (1.7)$$

Зависимость  $U = f(I)$  (рис. 1.6, б) называют *внешней характеристикой источника* или вольт-амперной характеристикой. Уменьшение напряжения на зажимах источника при увеличении тока объясняется увеличением падения напряжения на внутреннем сопротивлении источника, т. е. ростом составляющей  $\Delta U = R_{вт} I$  в выражении (1.7). У идеализированного источника, для которого  $R_{вт} = 0$ ,  $U = E = \text{const}$  (пунктирная линия на рис. 1.7, б). Однако в ряде случаев  $R_{вт} \gg R_n$ , что в пределе соответствует режиму короткого замыкания. При этом согласно (1.5) ток  $I$  источника равен току  $I_k$  короткого замыкания его и не зависит от сопротивления нагрузки:  $I \approx E / R_{вт} = I_k = J$ . Такой источник энергии заменяют источником тока с параметрами  $E \rightarrow \infty$ ,  $R_{вт} \rightarrow \infty$ ,  $J = E / R_{вт}$  и называют идеализированным источником тока. Для получения схемы замещения с источником тока все слагаемые выражения (1.6) разделим на  $R_{вт}$ :

$$E / R_{вт} = U / R_{вт} + I \text{ или } EG_{вт} = UG_{вт} + I, \quad J = I_0 + I.$$

Этому выражению соответствуют схема замещения (рис. 1.7, а)

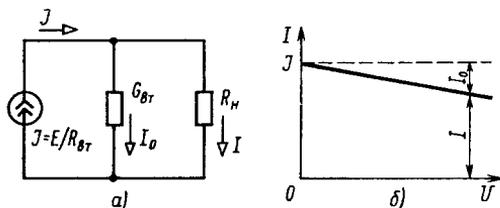


Рис. 1.7. Источник тока:  
а — схема замещения; б — внешняя характеристика

и внешняя характеристика реального источника (сплошная линия на рис. 1.7, б). Схема замещения с источником тока эквивалентна схеме замещения с источником эдс в отношении энергии, выделяющейся в нагрузке, и не эквивалентна ей в отношении энергии, выделяющейся на внутреннем сопротивлении  $R_{вт}$  источника. Умножают все члены уравнения (1.6) на ток  $I$ :

$$EI = UI + R_{вт}I^2 \quad (1.8)$$

или

$$P = P_{н} + \Delta P, \quad (1.9)$$

где  $P$  — мощность источника;  $P_{н}$  — мощность энергии, отдаваемой источником в нагрузку;  $\Delta P$  — мощность энергии потерь в источнике на нагрев.

Выражения (1.8) и (1.9) являются энергетическими соотношениями для простейшей электрической цепи.

### § 1.3. ОСНОВНЫЕ ЗАКОНЫ ТЕОРИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

Основные законы теории электрических цепей — это закон Ома и законы Кирхгофа.

Согласно закону Ома, для участка цепи, не содержащего эдс, ток  $I$  прямо пропорционален напряжению  $U$  на этом участке и обратно пропорционален сопротивлению  $R$  этого участка:

$$I = U/R.$$

Если на участке цепи имеются эдс, то для расчета тока применяют обобщенный закон Ома:

$$I = (\Sigma E \pm U_{12}) / \Sigma R,$$

где  $\Sigma E$  — алгебраическая сумма эдс на участке 1—2 (рис. 1.8);  $U_{12}$  — напряжение на участке 1—2;  $\Sigma R$  — арифметическая сумма сопротивлений всех резисторов участка 1—2.

Если эдс и напряжения совпадают по направлению с условно положительным направлением тока, они берутся со знаком плюс, если они противоположны условно положительному направлению тока, то со знаком минус. Для схемы, представленной на рис. 1.8,

$$I = (E_1 - E_2 + U_{12}) / (R_1 + R_2).$$

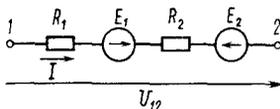


Рис. 1.8. Пример использования обобщенного закона Ома

Прежде чем сформулировать законы Кирхгофа, введем топологические понятия, характеризующие конфигурацию электрической цепи. *Ветвью* ( $B$ ) называют участок цепи с одним и тем же значением тока. Все элементы ветви соединены последователь-

но. *Узлом* ( $У$ ) называют место соединения трех ветвей и более. Так, на схеме разветвленной электрической цепи (рис. 1.9) имеются три ветви и два узла. *Контуром* ( $К$ ) называют замкнутый путь для тока, проходящего по нескольким ветвям так, что ни одна ветвь и ни один узел на этом пути не встречаются больше одного раза. При анализе электрических цепей используют взаимно независимые контуры, т. е. такие контуры, которые отличаются друг от друга хотя бы одной ветвью рассматриваемой цепи.

Число взаимно независимых контуров в электрической цепи  $K = B - (Y - 1)$ .

Согласно **первому закону Кирхгофа**, алгебраическая сумма токов ветвей, сходящихся в любом узле электрической цепи, равна нулю:

$$\Sigma I = 0.$$

Поскольку речь идет об алгебраической сумме  $\Sigma I$ , необходимо учитывать знаки слагаемых токов. Принято всем токам, направленным к узлу, присваивать положительный знак, а всем токам, выходящим из узла, — отрицательный. Так, применительно к узлу  $a$  (см. рис. 1.9), согласно первому закону Кирхгофа, можно записать:

$$-I_1 + I_2 - I_3 = 0.$$

Согласно **второму закону Кирхгофа**, алгебраическая сумма эдс в любом контуре цепи равна алгебраической сумме падений напряжений на элементах этого контура:

$$\Sigma E = \Sigma U = \Sigma RI.$$

При этом для алгебраических сумм  $\Sigma E$  и  $\Sigma RI$  следует учитывать знаки слагаемых эдс и падений напряжений. Принято эдс и токи считать положительными, если они совпадают по направлению с направлением обхода контура, присваивая им знак плюс, а если они не совпадают с направлением обхода, то знак минус, считая их отрицательными. Например, для контура  $R_1, R_3, E_3, E_1$  при обходе его по часовой стрелке имеем

$$E_3 - E_1 = R_3 I_1 - R_1 I_1.$$

#### § 1.4. ПАССИВНЫЙ И АКТИВНЫЙ ДВУХПОЛЮСНИКИ, РЕЖИМЫ ИХ РАБОТЫ

Двухполосником называют часть электрической цепи с двумя зажимами, именуемыми полюсами. В любой электрической цепи можно выделить одну ветвь, а всю остальную часть цепи

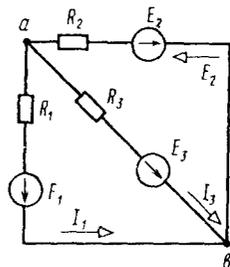


Рис. 1.9. Схема замещения разветвленной электрической цепи

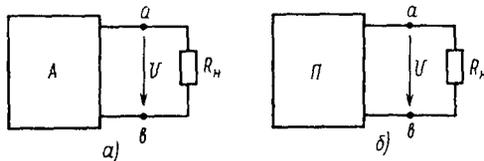


Рис. 1.10. Условное обозначение двухполюсников: *а* — активного, *б* — пассивного

представить в виде двухполюсника. Графически двухполюсник изображают в виде прямоугольника с двумя зажимами, к которым присоединена выделенная ветвь. Если в двухполюснике есть активные элементы (источники электрической энергии), то его называют *активным* (рис. 1.10, *а*). Если же активные элементы отсутствуют, двухполюсник называют *пассивным* (рис. 1.10, *б*).

Активный двухполюсник можно представить в виде эквивалентного генератора, который обладает эдс  $E_{\text{э}}$  и внутренним сопротивлением  $R_{\text{ж}}$ . Работа такого активного двухполюсника, подключенного к нагрузке  $R_n$ , характеризуется режимами холостого хода, короткого замыкания, а также согласованным и номинальным режимами. *Режимом холостого хода* называют режим, при котором нагрузка отключена от активного двухполюсника. При этом напряжение на зажимах  $U_x = E_{\text{э}}$ , ток  $I_x = 0$ . Под *режимом короткого замыкания* понимают режим, при котором зажимы активного двухполюсника замкнуты накоротко. Напряжение на зажимах  $U_x = 0$ , а ток достигает максимального значения:  $I_x = E_{\text{э}}/R_{\text{ж}}$ . Режим короткого замыкания рассматривают как аварийный, так как он приводит к выходу из строя электрооборудования из-за чрезмерно больших токов, существенно превышающих номинальные значения.

*Номинальным* называют такой режим работы активных и пассивных двухполюсников, на который рассчитаны источники и приемники электрической энергии заводом-изготовителем. Номинальный режим определяет номинальные напряжение, ток и мощность. Работа электротехнического устройства в номинальном режиме обеспечивает экономичное и эффективное его использование, долговечность. Коэффициент полезного действия при этом приближается к единице.

*Согласованным* называют режим, при котором активный двухполюсник отдает в нагрузку максимальную мощность. Найдем условие, при котором достигается согласованный режим. Мощность, отдаваемая двухполюсником в нагрузку,

$$P_n = R_n I^2. \quad (1.10)$$

Поскольку  $I = E_{\text{э}}/(R_{\text{вт}} + R_n)$ , формула (1.10) принимает вид

$$P_n = E_{\text{эк}}^2 R_n / (R_{\text{вт}} + R_n)^2. \quad (1.11)$$

Чтобы определить, при каком значении сопротивления  $R_n$  мощность  $P_n$  достигнет максимального значения, надо приравнять нулю первую производную выражения (1.11) и решить полученное уравнение относительно  $R_n$ :

$$\frac{dP_n/dR_n}{(R_{\text{вт}} + R_n)^4} = \frac{E_{\text{эк}}^2 [(R_{\text{вт}} + R_n)^2 - 2R_n(R_{\text{вт}} + R_n)]}{(R_{\text{вт}} + R_n)^4} = \frac{E_{\text{эк}}^2 (R_{\text{вт}} - R_n)}{(R_{\text{вт}} + R_n)^3} = 0,$$

откуда  $R_n = R_{\text{вт}}$ . Это равенство является

условием согласования выхода активного двухполюсника с нагрузкой. Таким образом, в нагрузку отдается максимальная мощность, когда сопротивление нагрузки равно внутреннему сопротивлению активного двухполюсника. Подставляя  $R_n = R_{\text{вт}}$  в (1.11), получают

$$P_{n \text{ макс}} = E_{\text{эк}}^2 R_{\text{вт}} / (4R_{\text{вт}}^2) = E_{\text{эк}}^2 / (4R_{\text{вт}}).$$

Коэффициент полезного действия  $\eta$  источника определяется отношением мощности приемника к мощности источника:

$$\eta = P_n / P_{\text{ист}} = I^2 R_n / [I^2 (R_n + R_{\text{вт}})] = R_n / (R_n + R_{\text{вт}}).$$

В согласованном режиме, когда  $R_n = R_{\text{вт}}$ ,  $\eta = 0,5$ . Зависимости мощности  $P_n / P_{n \text{ макс}}$ , отдаваемой источником приемнику, и кпд  $\eta$  источника от отношения  $R_n / R_{\text{вт}}$  показаны на рис. 1.11. Точки *A*, *B* на графиках соответствуют согласованному режиму работы двухполюсника. Согласованный режим применяется в радиотехнике, радиоэлектронике, измерительной технике, в слаботочных системах, когда энергетические соображения не играют существенной роли, а важно получить максимальную мощность. При больших мощностях, например в электротехнических системах, важно, чтобы коэффициент полезного действия был высоким, а для этого необходимо соблюдение условия:  $R_n \gg R_{\text{вт}}$ .

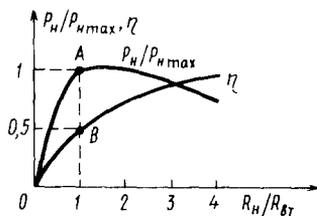


Рис. 1.11. Зависимости мощности  $P_n/P_{n \text{ макс}}$ , отдаваемой источником приемнику, и кпд источника от отношения  $R_n/R_{\text{вт}}$

### § 1.5. МЕТОДЫ АНАЛИЗА РАЗВЕТВЛЕННОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЦЕПИ С ОДНИМ ИСТОЧНИКОМ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

Анализ разветвленной электрической цепи с одним источником электрической энергии проводят различными методами. Рассмотрим основные из них.

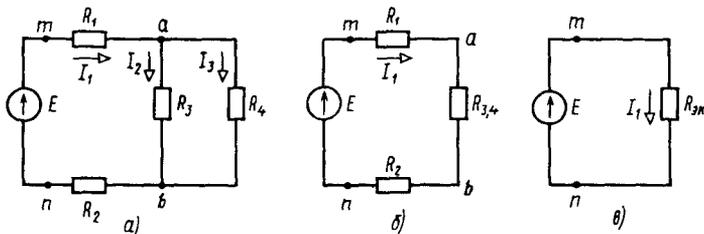


Рис. 1.12. Пример эквивалентных преобразований электрической цепи: *a* — схема электрической цепи до преобразования; *б* — после первого (начального) преобразования; *в* — после второго (окончательного) преобразования

**Метод эквивалентных преобразований (метод трансфигурации)** заключается в том, что постепенным преобразованием и заменой последовательно и параллельно соединенных элементов эквивалентными всю группу пассивных элементов цепи заменяют одним эквивалентным. Эквивалентные преобразования начинают в ветвях, наиболее удаленных от источника электрической цепи, по мере преобразования постепенно приближаясь к источнику. Так, в схеме рис. 1.12, *a* вначале преобразуют параллельно соединенные резисторы  $R_3$  и  $R_4$ , подключенные между узлами *a* и *b*, заменяя их эквивалентным им элементом  $R_{34}$ . Эквивалентное сопротивление цепи, состоящей из параллельно соединенных  $n$  резисторов, определяется выражением

$$1/R_{\text{эк}} = 1/R_1 + 1/R_2 + \dots + 1/R_n,$$

а ее эквивалентная проводимость

$$G_{\text{эк}} = G_1 + G_2 + \dots + G_n,$$

где  $G_1 = 1/R_1$ ,  $G_2 = 1/R_2$  и т. д. — проводимости ветвей. В данном случае эквивалентное сопротивление цепи из двух параллельных резисторов  $R_3$  и  $R_4$  равно

$$R_{34} = R_3 R_4 / (R_3 + R_4). \quad (1.12)$$

Элементы  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_{34}$  полученной после этого преобразования схемы соединены последовательно, поскольку через них протекает один и тот же ток  $I_1$ . Эквивалентное сопротивление цепи из  $n$  последовательно соединенных резисторов

$$R_{\text{эк}} = R_1 + R_2 + \dots + R_n.$$

Для схемы рис. 1.12, *б*  $R_{\text{эк}} = R_1 + R_2 + R_{34}$ .

Теперь рассматриваемая схема может быть сведена к простейшей цепи (рис. 1.12, *в*), в которой  $I_1 = E/R_{34}$ .

Для нахождения токов  $I_2$  и  $I_3$  (рис. 1.12, *а*) необходимо определить напряжение  $U_{ab}$  между узлами *a* и *b*. Из схемы, представленной на рис. 1.12, *б*, очевидно, что

$$U_{ab} = R_{34}I_1. \quad (1.13)$$

Тогда, возвращаясь к первоначальной схеме (рис. 1.12, *а*), получают

$$I_2 = U_{ab}/R_3, \quad I_3 = U_{ab}/R_4. \quad (1.14)$$

Эти же токи можно определить с помощью соотношений, которые легко получить из выражений (1.12)—(1.14):

$$I_2 = I_1 R_4 / (R_3 + R_4), \quad I_3 = I_1 R_3 / (R_3 + R_4).$$

**Метод пропорциональных величин** (метод подобия) состоит в следующем. В самой отдаленной от источника ветви произвольно задают некоторый ток. Далее, продвигаясь к источнику, определяют токи в ветвях, напряжения на различных участках цепи и, наконец, эдс источника. Затем на основании свойства пропорциональности токов и напряжений для линейных цепей умножают значения токов в ветвях на коэффициент подобия  $K$ , равный отношению эдс  $E$  источника к найденному значению эдс  $E'$ . При этом получают истинные значения токов в ветвях.

**Пример 1.1.** Для схемы, приведенной на рис. 1.12, *а*, задано:  $R_1 = 3$  Ом;  $R_2 = 2$  Ом;  $R_3 = 5$  Ом;  $R_4 = 10$  Ом;  $E = 50$  В. Требуется определить токи в ветвях.

Принимают произвольный ток  $I_3 = 1$  А. Находят напряжение  $U'_{ab} = R_4 I_3 = 10$  В и ток  $I'_2 = U'_{ab}/R_3 = 10/5 = 2$  А.

По первому закону Кирхгофа, ток  $I_1 = I_2 + I_3 = 2 + 1 = 3$  А. Рассчитывают эдс  $E' = U_{ab} + I_1 R_1 + I_1 R_2 = 10 + 3 \cdot 3 + 3 \cdot 2 = 25$  В.

Определяют коэффициент подобия  $K = E/E' = 50/25 = 2$ .

Умножая значения всех токов на коэффициент  $K$ , получают истинные токи в ветвях:

$$I_1 = I'_1 K = 3 \cdot 2 = 6 \text{ А},$$

$$I_2 = I'_2 K = 2 \cdot 2 = 4 \text{ А},$$

$$I_3 = I'_3 K = 1 \cdot 2 = 2 \text{ А}.$$

Однако в случае разветвленной электрической цепи, соединение элементов в которой нельзя отнести ни к последовательному, ни к параллельному, невозможно применить рассмотренные методы анализа. Примером такой цепи служит схема четырехплечего моста (рис. 1.13, *а*), в которой резистивные элементы  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  образуют соединение, называемое треугольником. Треугольник  $abc$  ( $R_1$ ,  $R_2$ ,

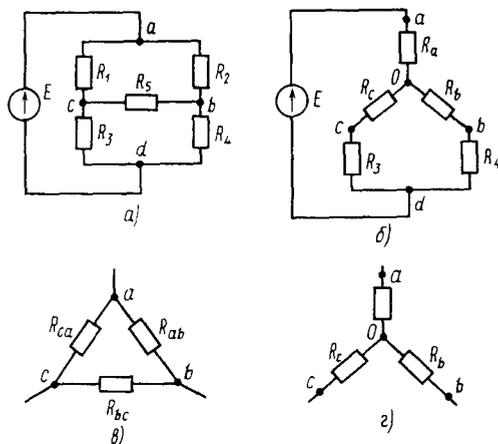


Рис. 1.13. Принцип преобразования схемы четырехплечего моста. *a* — схема замещения моста; *b* — эквивалентная схема замещения; *в* — соединение резистивных элементов треугольником; *г* — соединение звездой

$R_5$ ) преобразуют в вид, представленный на рис. 1.13, *в*, заменяя цифровые индексы сопротивлений (1, 2, 3) на буквенные (*ab*, *bc*, *ca*), отвечающие обозначениям соответствующих узлов. Для удобства расчета электрической цепи производят эквивалентную замену соединенных треугольником ветвей с сопротивлениями  $R_{ab}$ ,  $R_{bc}$  и  $R_{ca}$  ветвями с сопротивлениями  $R_a$ ,  $R_b$ ,  $R_c$ , соединенными трехлучевой звездой (рис. 1.13, *г*). При этом мостовая схема (рис. 1.13, *a*) преобразуется в схему с параллельным и последовательным соединением элементов (рис. 1.13, *б*), анализ которой не представляет труда.

Условие эквивалентности заключается в том, что токи и напряжения в ветвях цепи, не подвергнутых преобразованию, должны оставаться неизменными как при соединении треугольником, так и при соединении звездой, а потребляемые мощности в преобразованной и преобразованной цепях равны. Это условие должно соблюдаться во всех режимах. Так, при отключении провода, присоединенного к узлу *a*, токи в проводах, соединенных с узлами *b* и *c*, а также напряжение между этими узлами должны быть одинаковыми для обоих видов соединения элементов. Следовательно, и сопротивления между этими узлами должны быть равными, т. е.

$$R_{bc} (R_{ab} + R_{ca}) / (R_{bc} + R_{ab} + R_{ca}) = R_b + R_c. \quad (1.15)$$

Аналогично, при отключении проводов *b* и *c* должны быть соответственно равны сопротивления между узлами *a* и *c*, *a* и *b*:

$$R_{ca} (R_{ab} + R_{bc}) / (R_{ca} + R_{ab} + R_{bc}) = R_a + R_c, \quad (1.16)$$

$$R_{ab} (R_{bc} + R_{ca}) / (R_{ab} + R_{bc} + R_{ca}) = R_a + R_b. \quad (1.17)$$

Решая систему из трех уравнений (1.15)—(1.17) относительно сопротивлений  $R_a$ ,  $R_b$ ,  $R_c$ , получают формулы перехода от соединения треугольником к соединению звездой:

$$R_a = R_{ab} R_{ca} / (R_{ab} + R_{bc} + R_{ca}),$$

$$R_b = R_{bc} R_{ab} / (R_{ab} + R_{bc} + R_{ca}),$$

$$R_c = R_{ca} R_{bc} / (R_{ab} + R_{bc} + R_{ca}).$$

В некоторых случаях целесообразнее заменять соединение элементов звездой на эквивалентный треугольник. Формулы для такой замены можно получить, решив систему уравнений (1.15)—(1.17) относительно сопротивлений  $R_{ab}$ ,  $R_{bc}$ ,  $R_{ca}$ :

$$R_{ab} = R_a + R_b + R_a R_b / R_c,$$

$$R_{bc} = R_b + R_c + R_b R_c / R_a,$$

$$R_{ca} = R_c + R_a + R_c R_a / R_b.$$

#### § 1.6. СЛОЖНАЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ЦЕПЬ И МЕТОДЫ ЕЕ АНАЛИЗА, ОСНОВАННЫЕ НА ЗАКОНАХ КИРХГОФА. ПРИНЦИП СУПЕРПОЗИЦИИ

В теории электрических цепей сложной электрической цепью принято считать цепь, направление токов во всех ветвях которой нельзя определить заранее без предварительного анализа и расчета цепи. Существуют различные методы анализа таких цепей. Рассмотрим некоторые из них.

**Непосредственное применение законов Кирхгофа.** Этот метод, как уже отмечалось, можно использовать для анализа любой электрической цепи. Для этого предварительно следует провести топологический анализ исследуемой цепи, обозначив число ветвей в ней через  $B$ , а число узлов — через  $U$ , затем задаться условно положительным направлением токов в ветвях и направлением обхода контуров. Тогда, поскольку в каждой ветви протекает свой ток, число токов, которое следует определить, а следовательно, и число необходимых для этого уравнений также будет равно  $B$ . Согласно первому закону Кирхгофа можно составить  $U - 1$  независимых уравнений, так как последнее уравнение всегда будет вытекать из предыдущих и являться зависимым. Недостающие  $B - (U - 1)$  уравнения следует составить в соответствии со вторым законом Кирхгофа для взаимно независимых контуров.

Например, при анализе схемы сложной электрической цепи, изображенной на рис. 1.14,  $B = 5$ ;  $U = 3$ . Следовательно, составляют два уравнения:

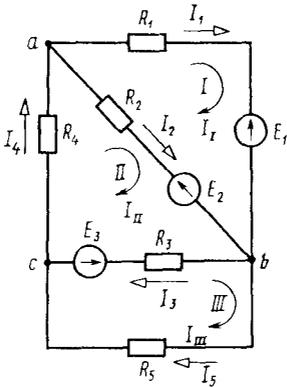


Рис. 1.14. Схема замещения сложной электрической цепи с несколькими узлами: *I*, *II*, *III* — номера контура-ров

воположны первоначально выбранным.

При расчетах сложных электрических цепей с использованием ЭВМ удобна матричная форма записи. Уравнения (1.18)–(1.22) в матричной форме имеют вид

для узла *a*

$$-I_1 - I_2 + I_4 = 0; \quad (1.18)$$

для узла *b*

$$-I_3 - I_5 + I_1 + I_2 = 0. \quad (1.19)$$

Остальные три уравнения составляют согласно второму закону Кирхгофа. Выбрав направление обхода контуров по часовой стрелке, получают для контура *I*

$$R_1 I_1 - R_2 I_2 = -E_1 + E_2; \quad (1.20)$$

для контура *II*

$$R_2 I_2 + R_3 I_3 + R_4 I_4 = -E_2 - E_3; \quad (1.21)$$

для контура *III*

$$-R_3 I_3 + R_5 I_5 = E_3. \quad (1.22)$$

Решив систему уравнений (1.18)–(1.22), находят пять неизвестных токов. Если какие-либо значения токов оказались отрицательными, то это означает, что действительные направления этих токов противоположны первоначально выбранным.

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & -1 & 0 \\ -1 & -1 & 1 & 0 & 1 \\ R_1 & -R_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & R_3 & R_4 & 0 \\ 0 & 0 & -R_3 & 0 & R_5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \\ I_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ E_2 - E_1 \\ -E_2 - E_3 \\ E_3 \end{bmatrix}$$

или

$$[A] [I] = [E], \quad (1.23)$$

где  $[A]$  — квадратная матрица порядка  $B \times B$ , элементами которой являются коэффициенты при неизвестных токах в уравнениях (1.18)–(1.22);  $[I]$  — матрица-столбец неизвестных токов;  $[E]$  — матрица-столбец, элементами которой служат токи источников тока (при наличии последних), подключенных к узлам [для уравнений (1.18), (1.19), составленных по первому закону Кирхгофа], и алгебраические суммы эдс, источников контуров [для уравнений (1.20)–(1.22), составленных по второму закону Кирхгофа].

Решение уравнения (1.23) представляет матрицу вида

$$[I] = [A]^{-1} [E],$$

где  $[A]^{-1}$  — матрица, обратная матрице  $[A]$ .

Рассмотренный метод расчета электрической цепи неудобен, если в ней имеется большое число узлов и контуров, поскольку требуется решать много уравнений. В таких случаях целесообразнее применять метод контурных токов, позволяющий значительно сократить число решаемых уравнений.

**Метод контурных токов (МКТ).** Этот метод основан на применении второго закона Кирхгофа при условии, что в каждом взаимно

независимом контуре протекают независимые друг от друга расчетные токи, называемые *контурными*, а ток в каждой ветви определяют как алгебраическую сумму этих токов. Рассматриваемый метод позволяет исключить уравнения, составляемые по первому закону Кирхгофа. Число уравнений в этом случае равно числу взаимно независимых контуров  $K = V - (Y - 1)$ , т. е. на  $(Y - 1)$  меньше, чем в случае непосредственного применения законов Кирхгофа.

Для определения контурных токов составляют уравнения по второму закону Кирхгофа для каждого взаимно независимого контура. Применим метод контурных токов для электрической цепи рис. 1.14.

Пусть в каждом из трех контуров протекает свой контурный ток  $I_I, I_{II}, I_{III}$  и направление этих токов одинаково — по часовой стрелке. Для контурных токов составляют систему из трех уравнений по второму закону Кирхгофа:

$$\begin{aligned}(R_1 + R_2) I_I - R_2 I_{II} &= E_2 - E_1, \\ -R_2 I_I + (R_2 + R_3 + R_4) I_{II} - R_3 I_{III} &= -E_2 - E_3, \\ -R_3 I_{II} + (R_3 + R_5) I_{III} &= E_3.\end{aligned}$$

Для общего случая полученную систему уравнений можно записать в виде

$$\begin{aligned}R_{11} I_I - R_{12} I_{II} - R_{13} I_{III} &= E_I, \\ -R_{21} I_I + R_{22} I_{II} - R_{23} I_{III} &= E_{II}, \\ -R_{31} I_I - R_{32} I_{II} + R_{33} I_{III} &= E_{III},\end{aligned}\tag{1.24}$$

где  $R_{11}, R_{22}, R_{33}$  — собственные сопротивления контуров, каждое из которых равно сумме сопротивлений, входящих в данный контур;  $R_{12} = R_{21}, R_{23} = R_{32}, R_{13} = R_{31}$  — смежные сопротивления контуров;  $E_I, E_{II}, E_{III}$  — контурные эдс, каждая из которых равна алгебраической сумме эдс, входящих в данный контур. Для рассматриваемой электрической цепи

$$\begin{aligned}R_{11} &= R_1 + R_2, & R_{22} &= R_2 + R_3 + R_4, & R_{33} &= R_3 + R_5; \\ R_{12} &= R_{21} = R_2, & R_{23} &= R_{32} = R_3, & R_{13} &= R_{31} = 0; \\ E_I &= E_2 - E_1, & E_{II} &= -E_2 - E_3, & E_{III} &= E_3.\end{aligned}$$

Решив систему уравнений (1.24), находят контурные токи. Затем определяют токи в ветвях, которые для внешних ветвей равны контурным, а для смежных ветвей составляют разность или сумму контурных токов:

$$\begin{aligned}I_1 &= I_I, & I_4 &= I_{II}, & I_5 &= I_{III}; \\ I_2 &= I_{II} - I_I, & I_3 &= I_{II} - I_{III}.\end{aligned}$$

Систему уравнений (1.24) представляют в матричной форме:

$$\begin{bmatrix} R_{11} & -R_{12} & -R_{13} \\ -R_{21} & R_{22} & -R_{23} \\ -R_{31} & -R_{32} & R_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_I \\ I_{II} \\ I_{III} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_I \\ E_{II} \\ E_{III} \end{bmatrix}$$

или

$$[R] [I] = [E],\tag{1.25}$$

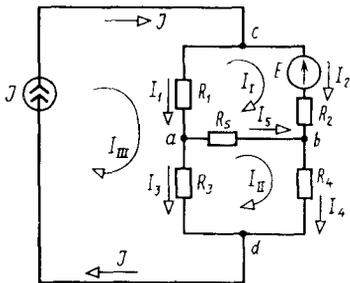


Рис. 1.15. Расчет цепи методом контурных токов

$B - (Y - 1) = 3$ , но так как в схеме имеется источник тока, включенный в третий контур, ток которого может быть принят равным контурному току  $I_{III}$ , уравнения составляют только для первого и второго контуров. Задают направления контурных токов и составляют систему уравнений

$$\begin{aligned} (R_1 + R_2 + R_5) I_1 - R_5 I_{II} - R_1 I_{III} &= E_1, \\ (R_3 + R_4 + R_5) I_{II} - R_5 I_1 - R_3 I_{III} &= 0. \end{aligned}$$

Учитывая, что  $I_{III} = J$  (рис. 1.15), и подставляя числовые значения в приведенные уравнения, находим контурные токи:  $I_1 = 30$  мА,  $I_{II} = 40$  мА. Тогда искомые токи равны:

$$\begin{aligned} I_1 &= J - I_1 = 20 \text{ мА}, & I_2 &= I_1 = 30 \text{ мА}, \\ I_3 &= J - I_{II} = 10 \text{ мА}, & I_4 &= I_{II} = 40 \text{ мА}, \\ I_5 &= I_{II} - I_1 = 10 \text{ мА}. \end{aligned}$$

**Метод межузлового напряжения** особенно удобен при анализе электрических цепей, содержащих несколько параллельных ветвей, включенных между двумя узлами (рис. 1.16). Для определения

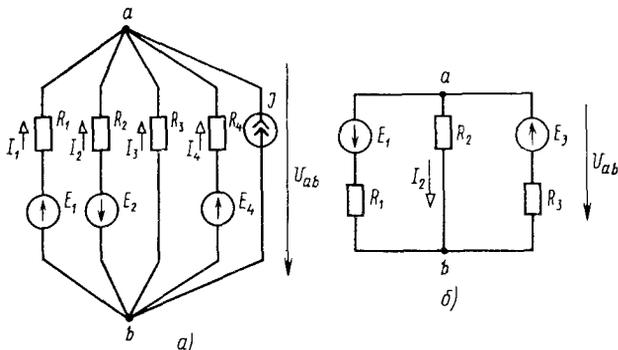


Рис. 1.16. Схема замещения электрической цепи:  
 а — с двумя узлами и параллельным соединением нескольких ветвей;  
 б — расчет цепи методом межузлового напряжения

где  $[R]$  — квадратная матрица коэффициентов при контурных токах;  $[I]$  — матрица-столбец контурных токов;  $[E]$  — матрица-столбец контурных эдс.

Решением уравнения (1.25) является матрица  $\{I\} = [R]^{-1} [E]$ , где  $[R]^{-1}$  — матрица, обратная матрице коэффициентов  $[R]$ .

**Пример 1.2.** Для схемы замещения цепи, показанной на рис. 1.15, задано:  $J = 50$  мА;  $E = 60$  В;  $R_1 = 5$  кОм;  $R_2 = 4$  кОм;  $R_3 = 16$  кОм;  $R_4 = 2$  кОм;  $R_5 = 8$  кОм. Требуется определить токи в ветвях методом контурных токов.

Схема содержит шесть ветвей ( $B = 6$ ) и четыре узла ( $Y = 4$ ). Число уравнений, составленных по методу контурных токов, равно

токов в ветвях этим методом достаточно найти напряжение между двумя узлами. Применим указанный метод для электрической цепи, представленной на рис. 1.16, а.

Задают условно положительное направление токов  $I_1, I_2, I_3, I_4$  в ветвях и междуузловое напряжение  $U_{ab}$ . Согласно второму закону Кирхгофа, для каждой ветви:

$$\begin{aligned} E_1 &= U_{ab} + R_1 I_1, \\ -E_2 &= U_{ab} + R_2 I_2, \\ 0 &= U_{ab} + R_3 I_3, \\ E_4 &= U_{ab} + R_4 I_4. \end{aligned}$$

Отсюда

$$\begin{aligned} I_1 &= (E_1 - U_{ab})/R_1 = (E_1 - U_{ab})G_1, \\ I_2 &= (-E_2 - U_{ab})/R_2 = (-E_2 - U_{ab})G_2, \\ I_3 &= -U_{ab}/R_3 = -U_{ab}G_3, \\ I_4 &= (E_4 - U_{ab})/R_4 = (E_4 - U_{ab})G_4, \end{aligned} \quad (1.26)$$

где  $G_1, G_2, G_3, G_4$  — проводимости ветвей цепи.

Согласно первому закону Кирхгофа,

$$I_1 + I_2 + I_3 + I_4 + J = 0. \quad (1.27)$$

Подставив в уравнение (1.27) значения токов из (1.26) и решив его относительно  $U_{ab}$ , получают

$$U_{ab} = (E_1 G_1 - E_2 G_2 + E_4 G_4 + J) / (G_1 + G_2 + G_3 + G_4).$$

Определив междуузловое напряжение  $U_{ab}$ , по формуле (1.26) находят ток в любой ветви.

**Пример 1.3.** Для схемы замещения цепи, показанной на рис. 1.16, б, задано:  $E_1 = 27$  В;  $E_3 = 24$  В;  $R_1 = 2$  Ом,  $R_2 = R_3 = 1$  Ом. Требуется определить ток  $I_2$  в ветви рассматриваемой цепи, используя метод междузлового напряжения.

Согласно (1.28) междуузловое напряжение

$$U_{ab} = (-E_1/R_1 + E_3/R_3) / (1/R_1 + 1/R_2 + 1/R_3) = 4,2 \text{ В},$$

а для ветви, содержащей сопротивление  $R_2$ ,  $U_{ab} - I_2 R_2 = 0$ . Отсюда ток

$$I_2 = U_{ab}/R_2 = 4,2/1 = 4,2 \text{ А}.$$

**Принцип суперпозиции** — один из важнейших физических принципов, используемый при рассмотрении явлений, возникающих в линейных системах под воздействием нескольких факторов. Применительно к линейной электрической цепи принцип суперпозиции заключается в том, что ток в любой ветви цепи равен алгебраической сумме токов, создаваемых каждой эдс в отдельности и называемых частичными. Метод анализа цепей, основанный на принципе суперпозиции, называют *методом наложения*. При этом расчет сложной цепи с несколькими источниками сводится к расчету нескольких цепей с одним источником.

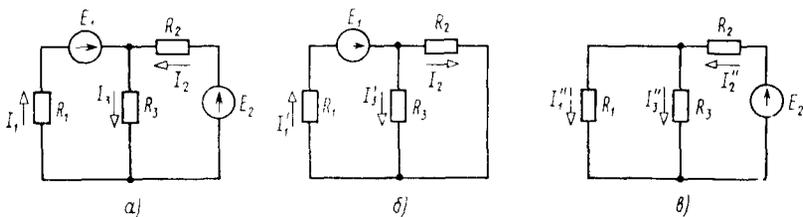


Рис. 1.17. Метод наложения:

- a* — схема замещения цепи с двумя источниками; *б* — схема замещения цепи с источником  $E_1$  при закороченном источнике  $E_2$ ; *в* — схема замещения цепи с источником  $E_2$  при закороченном источнике  $E_1$

**Пример 1.4.** Пусть требуется найти токи  $I_1, I_2, I_3$  в электрической цепи (рис. 1.17, *з*) с двумя источниками эдс. Вначале полагают, что в цепи действует только источник эдс  $E_1$  (рис. 1.17, *б*), и определяют частичные токи  $I_1, I_2, I_3$ , вызванные этим источником. Источник  $E_2$  при этом исключают путем его закорачивания. Затем находят частичные токи  $I'_1, I'_2, I'_3$ , вызванные источником эдс  $E_2$  (рис. 1.17, *в*) при закороченном источнике  $E_1$ . Значения действительных токов в ветвях определяют как алгебраическую сумму частных токов:

$$I_1 = I_1 - I'_1, \quad I_2 = I_2 - I'_2, \quad I_3 = I_3 + I'_3.$$

Если частичные токи имеют различное направление, из большего тока вычитают меньший. После расчета схемы на ней указывают истинные направления токов.

### § 1.7. МЕТОД ЭКВИВАЛЕНТНОГО АКТИВНОГО ДВУХПОЛЮСНИКА. ЧЕТЫРЕХПЛЕЧИЙ МОСТ

Часто при анализе сложных цепей возникает необходимость исследовать режим работы только одной ветви при изменении параметров ее элементов. Подобного рода задачи встречаются при расчетах устройств для электрических измерений неэлектрических величин, систем автоматического регулирования, при анализе электронных устройств и т. д.

Пусть требуется найти ток  $I_4$  в ветви  $ac$  электрической цепи, показанной на рис. 1.14. Представляют остальную часть цепи в виде активного двухполюсника, к которому присоединена исследуемая ветвь (рис. 1.18, *а*). По отношению к выделенной ветви активный двухполюсник при расчете можно заменить эквивалентным генератором (откуда и название метода) с параметрами  $E_{\text{эк}}$  и  $R_{\text{эк}}$ . Тогда  $I_4 = E_{\text{эк}} / (R_{\text{эк}} + R_4)$ . Чтобы вывести формулу для определения параметров эквивалентного генератора, включают в ветвь  $ac$  навстречу друг другу (рис. 1.18, *б*) два источника, эдс которых равны ( $E'_1 = E'_2$ ). При этом ток в ветви не изменится. На основании принципа суперпозиции ток  $I_4$  можно представить в виде алгебраической суммы токов

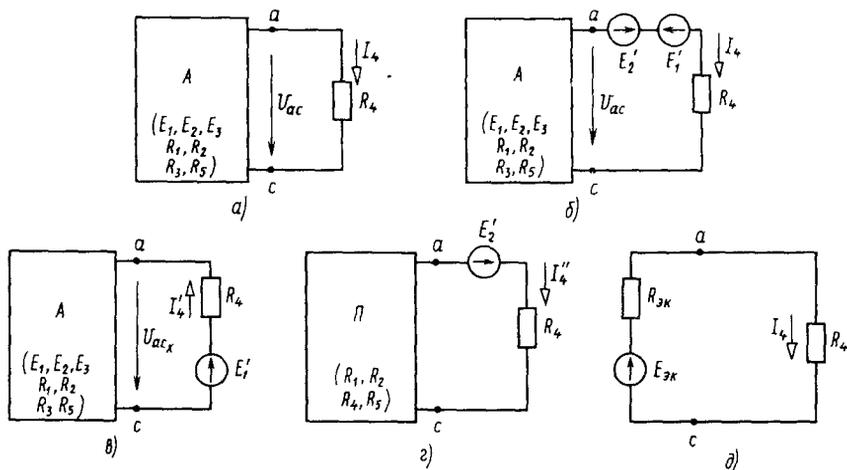


Рис. 1.18. Метод эквивалентного активного двухполюсника

$I_4$  и  $I_4'$ :  $I_4 = I_4' - I_4'$ , где  $I_4'$  — ток, вызванный источником ЭДС  $E_1$  и всеми источниками активного двухполюсника (рис. 1.18, б);  $I_4'$  — ток, вызванный источником ЭДС  $E_2$  (рис. 1.18, в).

В схеме, показанной на рис. 1.18, в, П — пассивный двухполюсник, содержащий только резистивные элементы. Согласно второму закону Кирхгофа, для схемы, приведенной на рис. 1.18, в,  $E_1 = U_{ac} + I_4' R_4$ , откуда  $I_4' = (E_1 - U_{ac}) / R_4$ .

Выберем величину  $E_1'$  так, чтобы ток  $I_4'$  был равен нулю, что соответствует режиму холостого хода. Очевидно, что  $I_4' = 0$  при  $E_1' = U_{ac}$ . Тогда  $I_4 = I_4'$ . В соответствии со схемой на рис. 1.18, в ток

$$I_4' = E_2' / (R_4 + R_{вх}), \quad (1.28)$$

где  $R_{вх}$  — входное сопротивление пассивного двухполюсника по отношению к зажимам  $ac$ .

Учитывая, что  $I_4' = I_4$  и  $E_2' = E_1' = U_{ac}$ , выражение (1.28) представляют в виде

$$I_4 = U_{ac} / (R_4 + R_{вх ac}).$$

Полученному соотношению соответствует схема, изображенная на рис. 1.18, г, на которой двухполюсник заменен эквивалентным источником с ЭДС  $E_{3к} = U_{ac}$  и внутренним сопротивлением  $R_{3к} = R_{вх ac}$ .

Таким образом, для того чтобы найти ток в некоторой ветви электрической цепи методом эквивалентного генератора (активного двухполюсника), следует:

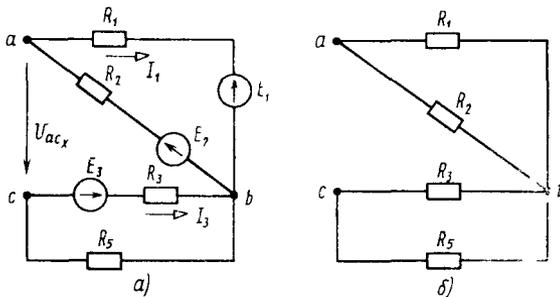


Рис. 1.19. Расчет цепи (рис. 1.14) методом эквивалентного активного двухполюсника:  
*a* — расчет напряжения на зажимах разомкнутой ветви;  
*б* — расчет входного сопротивления схемы относительно зажимов разомкнутой ветви при закороченных источниках

разомкнуть исследуемую ветвь;  
 найти напряжение на зажимах активного двухполюсника  $U_x$  при разомкнутой ветви;  
 определить входное сопротивление  $R_{вх}$  всей схемы относительно зажимов разомкнутой ветви при закороченных источниках;  
 рассчитать ток в рассматриваемой ветви.

**Пример 1.5.** Для схемы замещения цепи (см. рис. 1.14) задано:  $E_1 = 10$  В;  $E_2 = 20$  В;  $E_3 = 5$  В;  $R_1 = R_5 = 2$  Ом;  $R_2 = R_3 = 3$  Ом;  $R_4 = 1$  Ом. Требуется определить ток  $I_4$  в ветви методом эквивалентного активного двухполюсника.

Размыкают ветвь с сопротивлением  $R_4$  (рис. 1.19, *a*) и находят напряжение  $U_{acx}$ . Согласно закону Ома, при отключенном резисторе  $R_4$   $I_1 = I_2 = (E_2 - E_1) / (R_1 + R_2) = (20 - 10) / (2 + 3) = 2$  А,

$$I_3 = E_3 / (R_3 + R_5) = 5 / (3 + 2) = 1 \text{ А.}$$

Составляют для контура *abca* уравнение по второму закону Кирхгофа:  $E_2 + E_3 = U_{acx} + I_2 R_2 + I_3 R_3$ . Отсюда напряжение холостого хода

$$U_{acx} = E_2 + E_3 - I_2 R_2 - I_3 R_3 = 20 + 5 - 2 \cdot 3 - 1 \cdot 3 = 16 \text{ В.}$$

Закорачивают источники эдс (рис. 1.19, *б*) и находят входное сопротивление схемы относительно зажимов *ac*:

$$R_{вх\ ac} = R_1 R_2 / (R_1 + R_2) + R_3 R_5 / (R_3 + R_5) = 2 \cdot 3 / (2 + 3) + 3 \cdot 2 / (3 + 2) = 2,4 \text{ Ом.}$$

Искомый ток

$$I_4 = U_{acx} / (R_4 + R_{вх\ ac}) = 16 / (1 + 2,4) \approx 4,7 \text{ А.}$$

Параметры активного двухполюсника можно определить также экспериментально методами холостого хода и короткого замыкания. Для этого измеряют напряжение холостого хода  $U_x$  между выводами двухполюсника. Численно оно равно  $E_{жк}$ . Затем при короткозамкнутых выводах измеряют ток короткого замыкания  $I_k$ . Тогда входное сопротивление  $R_{вх} = U_x / I_k$ .

**Четырехплечий мост.** Электрическая цепь, схема которой показана на рис. 1.13, *a*, получила название четырехплечего моста. Резистивные элементы  $R_1$  —  $R_4$  образуют плечи моста,  $R_3$  — диагональ моста. Источник эдс  $E$  включен во вторую диагональ моста. Когда потенциалы точек  $b$  и  $c$  равны между собой, ток в диагонали моста равен нулю. Мост находится в состоянии равновесия при таком соотношении параметров цепи:

$$R_1 R_4 = R_2 R_3. \quad (1.30)$$

Четырехплечий мост может быть использован для измерения сопротивлений. Элемент, сопротивление которого нужно измерить, включают в одно из плеч моста, а в диагональ  $bc$  — измерительный прибор, фиксирующий равновесное состояние моста. Регулируя сопротивления резистивных элементов в плечах, добиваются равновесия моста и по формуле (1.30) определяют измеряемое сопротивление.

Четырехплечий мост используют и при электрических измерениях неэлектрических величин. Так, если в плечо моста включен элемент, сопротивление которого изменяется под воздействием температуры, давления, влажности и других параметров, то измерительный прибор, включенный в диагональ, можно отградуировать на значения этих параметров и производить их измерения. При этом значение эдс источника должно поддерживаться неизменным.

Мосты применяют также в системах автоматического регулирования, в которых непрерывно отслеживается изменение регулируемого параметра.

### Контрольные вопросы

1. Назовите основные элементы электрической цепи
2. Какие элементы цепи называются идеализированными? Приведите примеры
3. Какие элементы цепи называют линейными и нелинейными?
4. В чем отличие активных элементов цепи от пассивных?
5. Приведите пример замкнутой электрической цепи и запишите для нее и ее участка закон Ома
6. Что называется ветвью, узлом и контуром электрической цепи?
7. Приведите пример разветвленной электрической цепи и запишите для нее законы Кирхгофа
8. Изобразите схемы замещения источников эдс и тока и поясните их
9. Начертите внешние характеристики источников эдс и тока
10. Назовите основные режимы работы двухполюсников
11. Как определяется эквивалентное (общее) сопротивление цепи при последовательном и параллельном соединении резисторов?
12. В чем суть метода эквивалентных преобразований при смешанном соединении элементов?
13. В каких случаях целесообразно осуществлять взаимное преобразование соединений пассивных элементов звездой и треугольником?
14. Сколько уравнений по первому и второму законам Кирхгофа следует составить для определения токов в сложной электрической цепи?
15. В чем состоит метод контурных токов и каково его преимущество перед другими методами анализа сложной электрической цепи?

16. Запишите и поясните формулу (в общем случае) для определения междузвонного напряжения.
17. В чем заключается принцип суперпозиции применительно к линейной электрической цепи?
18. В каких случаях применяется метод эквивалентного генератора?
19. Приведите схему четырехплечего моста и запишите условие его равновесия.

## ГЛАВА 2

### АНАЛИЗ ЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

#### § 2.1. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ, ХАРАКТЕРИЗУЮЩИЕ СИНУСОИДАЛЬНЫЕ ТОКИ, ЭДС, НАПРЯЖЕНИЯ

Переменный ток (эдс, напряжение) может изменяться во времени как по периодическому, так и по непериодическому закону. В промышленности используется периодический ток (эдс, напряжение), изменяющийся по синусоидальному закону. Периодически изменяющаяся величина характеризуется *периодом*  $T$  — минимальным интервалом времени, по истечении которого значение данной величины повторяется. Измеряется период в секундах. Число периодов изменения электрической величины в секунду характеризует ее *частоту*  $f=1/T$ . Частота выражается в герцах (Гц). Частота промышленного переменного тока в России и ряде стран принята 50 Гц, в США и Японии — 60 Гц. В авиации применяют частоты 400, 800 и 1000 Гц.

Синусоидальный ток, эдс, напряжение могут быть представлены в аналитическом виде:

$$i = I_m \sin(\omega t + \psi_i), \quad e = E_m \sin(\omega t + \psi_e), \quad u = U_m \sin(\omega t + \psi_u), \quad (2.1)$$

где  $i$  ( $e$ ,  $u$ ) — *мгновенное значение* синусоидального тока (эдс, напряжения), т. е. значение в рассматриваемый момент времени;  $I_m$  ( $E_m$ ,  $U_m$ ) — *амплитуда* синусоидального тока (эдс, напряжения) наибольшее из мгновенных значений;  $(\omega t + \psi)$  — аргумент синусоидального тока (эдс, напряжения), называемый *фазовым углом* или *фазой* и отсчитываемый от точки перехода синусоидальной функции через нуль к положительному значению;  $\omega = 2\pi f = 2\pi/T$  — угловая частота, характеризующая скорость изменения фазы синусоидального тока (эдс, напряжения) и выражается в радианах в секунду (рад/с или 1/с);  $\psi_i$  ( $\psi_e$ ,  $\psi_u$ ) — начальная фаза синусоидального тока (эдс, напряжения) (фаза в начальный момент времени  $t=0$ ), которая является алгебраической величиной и может иметь как положительное (+), так и отрицательное значение (—).

На рис. 2.1 приведены графики мгновенных значений синусоидальных эдс, тока и напряжения, фазы колебаний которых различ-

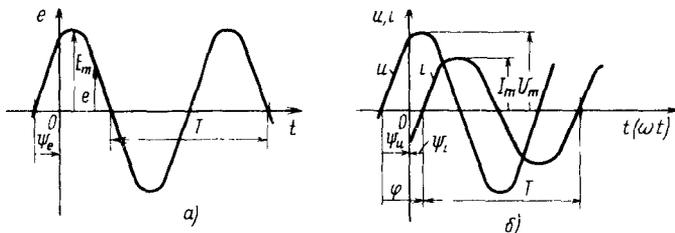


Рис. 2.1. График мгновенных значений синусоидальных эдс (а), тока и напряжения (б)

ны. Начальную фазу синусоиды отсчитывают от начала синусоиды (нулевой фазы) до начала отсчета времени ( $t=0$ ). Как видно из рис. 2.1, б, начальная фаза  $\psi_i$  тока сдвинута вправо от начала отсчета, а начальная фаза  $\psi_u$  напряжения — влево. При этом начальная фаза тока отрицательна ( $\psi_i < 0$ ), а начальная фаза напряжения положительна ( $\psi_u > 0$ ). Алгебраическая величина, равная разности начальных фаз двух синусоидальных функций, называется *сдвигом фаз* ( $\varphi$ ). На рис. 2.1, б сдвиг фаз между напряжением и током  $\varphi = \psi_u - (-\psi_i) = \psi_u + \psi_i$ . В зависимости от значений начальных фаз и их знаков сдвиг фаз может быть как положительным, так и отрицательным. Положительное значение  $\varphi$  указывает на то, что напряжение опережает по фазе ток; отрицательное значение  $\varphi$  — что напряжение отстает по фазе от тока. На векторных диаграммах начальные фазы (углы) указываются стрелками, направленными от оси абсцисс в сторону рассматриваемого вектора. Для положительной начальной фазы (+) стрелка направлена против вращения часовой стрелки, для отрицательной начальной фазы (−) — в обратном направлении.

На практике чаще приходится иметь дело не с мгновенными значениями электрических величин, а с действующими. Все расчеты производят для действующих значений; в паспортных данных различных электротехнических устройств указаны действующие значения токов и напряжений; шкалы почти всех измерительных приборов отградуированы в действующих значениях измеряемых величин.

*Действующее значение*  $I$  переменного электрического тока (эдс, напряжения), или действующий ток (эдс, напряжение), есть среднее квадратичное значение тока (эдс, напряжения) за период  $T$ :

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}.$$

Действующий ток  $I$  является своеобразным эквивалентом постоянного тока, который в резисторе выделяет за одно и то же время (например, за период) такое же количество энергии, что и переменный ток. Так, постоянный ток  $I$  за период времени  $T$  выделяет в резисторе  $R$  энергию

$$W_{\sim} = I^2 RT. \quad (2.2)$$

Синусоидально изменяющийся ток  $i$  за тот же период времени в том же самом резисторе выделяет энергию  $W_{\sim} = \int_0^T i^2 R dt$ .

Если задан синусоидально изменяющийся ток  $i = I_m \sin \omega t$ , то

$$W_{\sim} = R \int_0^T I_m^2 \sin^2 \omega t dt = I_m^2 RT/2. \quad (2.3)$$

Приравняв (2.2) и (2.3), получают  $I = I_m/\sqrt{2} = 0,707I_m$ .

Таким образом, действующее значение синусоидально изменяющегося тока

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} = I_m/\sqrt{2}.$$

Аналогично можно получить действующие значения эдс и напряжения:  $E = E_m/\sqrt{2}$ ,  $U = U_m/\sqrt{2}$ .

В ряде случаев при анализе и расчете электротехнических устройств требуется знать среднее значение электрической величины. *Среднее значение тока* (эдс, напряжения) — это среднее арифметическое значение тока (эдс, напряжения) за половину периода, т. е. за  $T/2$  (среднее значение синусоидально изменяющейся электрической величины за период равно нулю). Предположим, что задан синусоидально изменяющийся ток  $i = I_m \sin \omega t$ . Тогда его среднее значение  $I_{\text{ср}}$  равно интегралу от заданного тока за половину периода:

$$I_{\text{ср}} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} I_m \sin \omega t dt = 2I_m/\pi = 0,637I_m.$$

Аналогично, для напряжения и эдс  $U_{\text{ср}} = 2U_m/\pi$ ,  $E_{\text{ср}} = 2E_m/\pi$ .

Отношение действующего тока к среднему току характеризует форму кривой рассматриваемой функции и называется *коэффициентом*

том формы  $K_\phi$ . Для постоянного тока  $K_\phi = 1$ . Для синусоидально изменяющегося тока

$$K_\phi = I/I_{cp} = (I_m/\sqrt{2})\pi/2I_m = \pi/2\sqrt{2} = 1,11.$$

Отличие значения коэффициента формы от  $K_\phi = 1,11$  указывает на несинусоидальный характер тока или напряжения, обусловленный синусоидальными составляющими, частоты которых отличаются от основной частоты электрической величины. Обычно к возникновению несинусоидальных токов (напряжений) приводит включение в цепь нелинейных элементов.

## § 2.2. СПОСОБЫ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ СИНУСОИДАЛЬНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Любая синусоидально изменяющаяся электрическая величина ( $e$ ,  $u$ ,  $i$ ) может быть представлена в аналитическом (см. § 2.1), графическом и комплексном виде.

**Векторное изображение** синусоидальной электрической величины — вращающийся на плоскости декартовых координат вектор с началом в точке  $O$ , модуль которого равен амплитуде синусоидальной электрической величины, угол относительно оси  $x$  — ее начальной фазе, а частота вращения  $\omega$ . Таким образом, любому равномерно вращающемуся вектору однозначно соответствует некоторая синусоидальная функция с периодом, равным  $2\pi$  (период выражается в градусах или радианах). И наоборот, любая синусоидальная функция времени может быть условно изображена однозначно соответствующим ей вращающимся вектором. Совокупность векторов, изображающих синусоидальные функции времени, называют *векторной диаграммой*. На рис. 2.2., а приведена векторная диаграмма (в декартовой системе координат) напряжения и то-

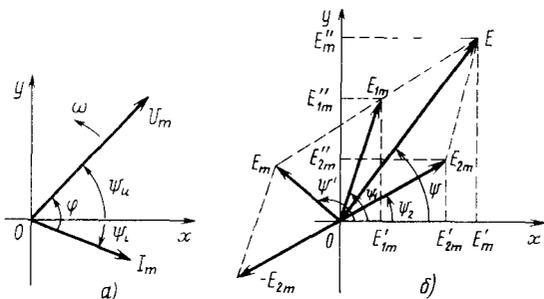


Рис. 2.2. Представление синусоидальных напряжения и тока векторной диаграммой в декартовой системе координат (а) и сложение с помощью векторной диаграммы двух последовательно включенных эдс (б)

ка для момента времени  $t=0$ , а на рис. 2.2, б — соответствующая ей временная диаграмма.

Векторная диаграмма позволяет путем простейших геометрических построений провести суммирование или вычитание двух синусоидальных величин.

**Пример 2.1.** Требуется определить результирующую эдс двух последовательно соединенных источников эдс:  $e_1 = E_{1m} \sin(\omega t + \psi_1)$ ,  $e_2 = E_{2m} \sin(\omega t + \psi_2)$ .

Как известно, при согласном последовательном включении источников электрической энергии их эдс суммируются. Искомая эдс  $e = E_m \sin(\omega t + \psi)$  также является синусоидой, и задача сводится к нахождению амплитуды  $E_m$  и начальной фазы  $\psi$  суммарной эдс. Решение данной задачи путем тригонометрических преобразований довольно сложно; с помощью векторной диаграммы она решается просто.

Геометрическое суммирование векторов  $E_{1m}$  и  $E_{2m}$ , соответствующих заданным амплитудным значениям эдс, осуществляется по правилу параллелограмма (рис. 2.2, б). Измерив длину вектора  $E_{m+}$ , определяют амплитудное значение суммарной эдс и ее начальную фазу  $\psi$ . Проекции векторов  $E_{1m}$ ,  $E_{2m}$ ,  $E_m$  на ось  $y$  (см. рис. 2.2, б) — это мгновенные значения эдс ( $e_1$ ,  $e_2$ ,  $e$ ) в рассматриваемый момент времени.

При встречном включении источников электрической энергии результирующую эдс определяют как разность заданных значений эдс. Геометрическое вычитание вектора  $E_{2m}$  из  $E_{1m}$  производим по правилу параллелограмма путем сложения векторов  $E_{1m}$  и  $-E_{2m}$ . Для этого вектор  $E_{2m}$  поворачивают вокруг точки 0 на  $180^\circ$  и строят результирующий вектор  $E_{m-}$ . Находят по чертежу начальную фазу  $\psi'$  суммарной эдс.

Амплитуду результирующей эдс и ее начальную фазу можно определить и аналитически, рассмотрев проекции векторов  $E_{1m}$  и  $E_{2m}$  на оси координат (см. рис. 2.2, б):

$$\begin{aligned} E'_{1m} &= E_{1m} \cos \psi_1, & E''_{1m} &= E_{1m} \sin \psi_1; \\ E'_{2m} &= E_{2m} \cos \psi_2, & E''_{2m} &= E_{2m} \sin \psi_2. \end{aligned}$$

Тогда

$$\begin{aligned} E_m &= \sqrt{(E'_{1m} + E'_{2m})^2 + (E''_{1m} + E''_{2m})^2}, \\ \psi &= \arctg[(E'_{1m} + E'_{2m}) / (E''_{1m} + E''_{2m})]. \end{aligned}$$

Искомая эдс  $e = E_m \sin(\omega t + \psi)$ .

По мере усложнения электрических цепей их анализ с помощью векторных диаграмм становится громоздким, а точность расчета существенно падает.

**Комплексное представление синусоидальных электрических величин** сочетает наглядность векторных диаграмм с возможностью проведения точных аналитических расчетов цепей и поэтому наиболее часто применяется на практике.

Пусть векторы  $U_m$  и  $I_m$  размещены на комплексной плоскости, ось абсцисс которой называется действительной осью, а ось ординат — мнимой. Действительную ось обозначим через  $\text{Re}$ , мни-

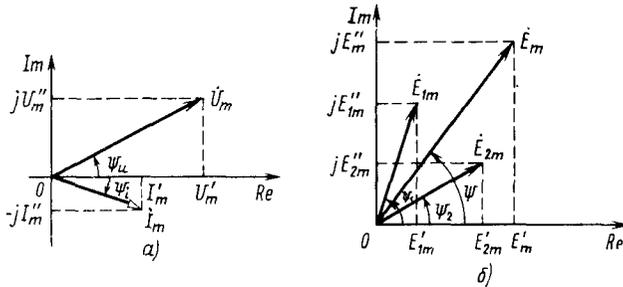


Рис 2.3. Представление синусоидальных напряжения и тока векторной диаграммой на комплексной плоскости (а) и сложение с помощью векторной диаграммы двух последовательно включенных эдс (б)

мую — через  $\dot{I}_m$ , а указанные векторы — через  $\dot{U}_m$ ,  $\dot{I}_m$  (рис. 2.3, а). Рассмотрим векторы  $\dot{U}_m$  и  $\dot{I}_m$  в момент времени  $t=0$ . Каждому из этих векторов соответствует комплексное число, которое, в свою очередь, может быть представлено в трех формах: алгебраической, тригонометрической и показательной. *В алгебраической форме*

$$\dot{U}_m = U'_m + jU''_m, \quad \dot{I}_m = I'_m - jI''_m, \quad (2.4)$$

где  $U'_m$ ,  $I'_m$  — проекции векторов  $\dot{U}_m$  и  $\dot{I}_m$  на ось действительных чисел;  $U''_m$ ,  $I''_m$  — проекции векторов  $\dot{U}_m$  и  $\dot{I}_m$  на ось мнимых чисел.

Для записи комплексных чисел  $\dot{U}_m$  и  $\dot{I}_m$  в тригонометрической форме выразим проекции векторов через их длины  $U_m$  и  $I_m$  — модули комплексных чисел и углы  $\psi_u$ ,  $\psi_i$ :

$$\begin{aligned} U'_m &= U_m \cos \psi_u, & U''_m &= U_m \sin \psi_u, \\ I'_m &= I_m \cos \psi_i, & I''_m &= I_m \sin \psi_i. \end{aligned} \quad (2.5)$$

Тогда на основании (2.4) и (2.5) комплексные числа  $\dot{U}_m$  и  $\dot{I}_m$  в тригонометрической форме примут вид:

$$\begin{aligned} \dot{U}_m &= U_m (\cos \psi_u + j \sin \psi_u), \\ \dot{I}_m &= I_m (\cos \psi_i - j \sin \psi_i). \end{aligned}$$

*В показательной форме*

$$\dot{U}_m = U_m e^{j\psi_u}, \quad \dot{I}_m = I_m e^{-j\psi_i},$$

где  $e$  — основание натурального логарифма.

Множители  $e^{j\psi_u}$  и  $e^{-j\psi_i}$  являются своего рода поворотными мно-

жителями, так как умножение на них соответствует повороту векторов относительно положительного направления действительной оси на угол, равный начальной фазе электрической величины (см. рис. 2.3, а). При положительной начальной фазе вектор поворачивается против направления вращения часовой стрелки ( $\dot{U}_m$ ), а при отрицательной — по направлению ее вращения ( $\dot{I}_m$ ).

На практике в основном применяют алгебраическую и показательную форму записи комплексных чисел, причем алгебраическую — при операциях сложения и вычитания, а показательную — при умножении и делении комплексных чисел.

Рассмотрим векторы  $\dot{U}_m$  и  $\dot{I}_m$ , когда они вращаются на комплексной плоскости (рис. 2.3, а) против часовой стрелки с постоянной скоростью, определяемой угловой частотой  $\omega$ . Чтобы задать вращение векторам, их необходимо умножить на вращающий множитель  $e^{j\omega t}$ , где  $\omega t$  — угол поворота за время  $t$ . Тогда

$$\dot{U}_{m\text{вр}} = \dot{U}_m e^{j\omega t} = U_m e^{j\psi_u} e^{j\omega t} = U_m e^{j(\omega t + \psi_u)},$$

$$\dot{I}_{m\text{вр}} = \dot{I}_m e^{j\omega t} = I_m e^{j\psi_i} e^{j\omega t} = I_m e^{j(\omega t - \psi_i)}.$$

Перейдем от показательной формы записи к тригонометрической:

$$\dot{U}_{m\text{вр}} = U_m \cos(\omega t + \psi_u) + j U_m \sin(\omega t + \psi_u),$$

$$\dot{I}_{m\text{вр}} = I_m \cos(\omega t - \psi_i) + j I_m \sin(\omega t - \psi_i).$$

Из полученных выражений видно, что синусоидальные функции напряжения  $u$  и тока  $i$  являются мнимыми частями комплексных выражений, взятыми без множителя  $j$ .

**Пример 2.2.** Используя данные примера 2.1, найти результирующую эдс с помощью векторных диаграмм на комплексной плоскости.

Построим на комплексной плоскости векторную диаграмму (рис. 2. 3, б), из которой следует:

$$\dot{E}_{1m} = E_{1m} + jE_{1m}^*, \quad \dot{E}_{2m} = E_{2m} + jE_{2m}^*.$$

Геометрическое сложение векторов  $\dot{E}_{1m}$  и  $\dot{E}_{2m}$  осуществляют по правилу параллелограмма. В результате получают вектор  $\dot{E}_m$ , соответствующий искомой амплитуде суммарной эдс. Аналитически операция сложения может быть произведена путем суммирования действительных и мнимых составляющих векторов  $\dot{E}_{1m}$  и  $\dot{E}_{2m}$ , т. е. в алгебраической форме:

$$\dot{E}_m = \dot{E}_{1m} + \dot{E}_{2m} = E_{1m} + E_{2m} + j(E_{1m}^* + E_{2m}^*) = E_m + jE_m^*.$$

Из рис. 2.3, б очевидно, что модуль комплексного числа  $\dot{E}_m$  (амплитуда результирующей эдс)  $E_m = \sqrt{(E_m)^2 + (E_m^*)^2}$ , а его аргумент (начальная фаза результирующей эдс)  $\psi = \arctg E_m^*/E_m$ , тогда  $\dot{E}_m = E_m e^{j\psi}$ , а  $e = E_m \sin(\omega t + \psi)$ .

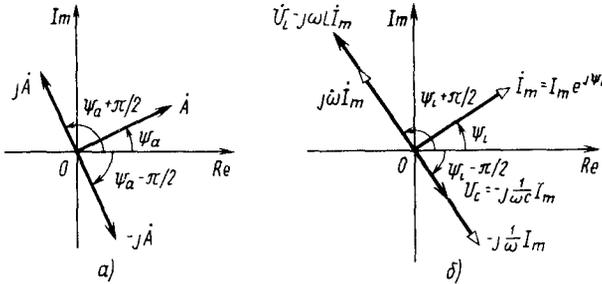


Рис. 2.4. Пояснение вращения вектора на комплексной плоскости (а); пример двусторонних связей между синусоидальными электрическими величинами и комплексными числами (б)

Комплексное действующее значение эдс  $\dot{E} = E_m / \sqrt{2}$ . Модуль комплексного действующего значения равен действующему значению, т. е.  $E = E_m / \sqrt{2}$ .

При выполнении операций над комплексными числами необходимо помнить следующее.

Умножение комплексного числа  $\dot{A}$  на  $+j$  соответствует повороту вектора  $\dot{A}$  в комплексной плоскости на угол  $\pi/2$  (рис. 2.4, а):

$$j\dot{A} = \dot{A} e^{j\pi/2}.$$

Умножение комплексного числа  $\dot{A}$  на  $-j$  соответствует повороту вектора  $\dot{A}$  на угол  $-\pi/2$  (см. рис. 2.4, а):

$$-j\dot{A} = \dot{A} e^{-j\pi/2}.$$

Умножение комплексного числа  $\dot{A}$  на сопряженное комплексное число  $\dot{A}^*$  дает действительное число:

$$\dot{A}\dot{A}^* = (A' + jA'')(A' - jA'') = (A')^2 + (A'')^2,$$

где  $A'$  и  $A''$  — проекции  $\dot{A}$  соответственно на оси действительных и мнимых чисел.

Между комплексными числами и синусоидально изменяющимися электрическими величинами существует однозначная связь, позволяющая переходить из временной области на комплексную плоскость (рис. 2.4, б), и наоборот. Примерами таких связей являются следующие соотношения.

Временная область (мгновенные значения)		Комплексная плоскость (максимальные значения)
$i = I_m \sin(\omega t + \psi_i)$	$\leftrightarrow$	$\dot{I}_m = I_m e^{j\psi_i}$ ,
$di/dt = \omega I_m \sin(\omega t + \psi_i + \pi/2)$	$\leftrightarrow$	$j\omega \dot{I}_m$ ,
$\int i dt = \frac{1}{\omega} I_m \sin(\omega t + \psi_i - \pi/2)$	$\leftrightarrow$	$-j\dot{I}_m / \omega$ ,
$u_L = L di/dt$	$\leftrightarrow$	$\dot{U}_L = j\omega L \dot{I}_m$ ,
$u_C = \frac{1}{C} \int i dt$	$\leftrightarrow$	$\dot{U}_C = -j\dot{I}_m / (\omega C)$ .

В приведенных уравнениях  $u_L (\dot{U}_L)$  — напряжение на индуктив-

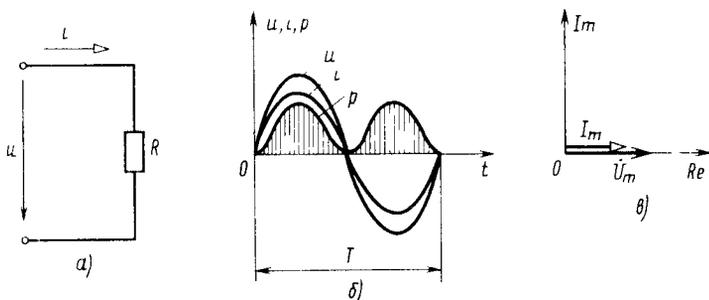


Рис. 2.5. Схема замещения (а), временная (б) и векторная (в) диаграммы цепи с идеализированным резистивным элементом

ном элементе,  $\omega L$  — индуктивное сопротивление,  $u_C$  ( $\dot{U}_C$ ) — напряжение на емкостном элементе,  $1/(\omega C)$  — емкостное сопротивление.

В заключение важно отметить, что для определения электрических величин, выраженных в комплексной форме, при анализе линейных электрических цепей переменного тока применимы те же методы и законы, что и для электрических величин в цепях постоянного тока (см. гл. 1).

### § 2.3. ИДЕАЛИЗИРОВАННЫЙ РЕЗИСТИВНЫЙ ЭЛЕМЕНТ (АКТИВНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ) В ЦЕПИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Рассмотрим электрические процессы, возникающие в цепи, состоящей из идеализированного резистора, подключенного к источнику синусоидального напряжения  $u = U_m \sin \omega t$  (рис. 2.5, а). Идеализированный резистор, как уже отмечалось, характеризуется одним параметром — активным сопротивлением  $R$ . При этом, учитывая, что электротехнические устройства работают на промышленной частоте (50 Гц), скин-эффектом (см. § 1.2) можно пренебречь и считать, что значение  $R$  остается постоянным.

Для записи уравнения электрического состояния любой цепи необходимо предварительно указать на схеме стрелками условно положительные направления токов, напряжений, эдс. При переменных токах, когда значение и направление тока изменяются во времени, стрелка указывает условное положительное направление мгновенного значения электрической величины. При этом считают: направления тока и напряжения на пассивных участках цепей совпадают, направление эдс источника совпадает с направлением тока, направление напряжения источника противоположно направлению эдс источника. Согласно закону Ома, мгновенный ток

$$i = u/R = (U_m \sin \omega t)/R = I_m \sin \omega t. \quad (2.6)$$

Из данного выражения очевидно, что ток и напряжение на идеализированном резисторе совпадают по фазе (начальные фазы электрических величин одинаковы и равны нулю), а их амплитудные значения связаны законом Ома  $U_m = RI_m$ , что справедливо и для действующих значений. На рис. 2.5, б, в приведены соответственно временная и векторная диаграммы напряжения и тока.

Напряжение и ток в комплексной форме выражают в виде

$$\dot{U}_m = U_m e^{j\psi_u}; \quad \dot{I}_m = I_m e^{j\psi_i}.$$

Тогда комплексное сопротивление цепи

$$\underline{Z} = \dot{U}_m / \dot{I}_m = U_m e^{j\psi_u} / (I_m e^{j\psi_i}) = Re^{j(\psi_u - \psi_i)},$$

где  $\psi_u - \psi_i = \varphi$  — фазовый сдвиг.

Учитывая, что начальные фазы напряжения и тока равны ( $\psi_u = \psi_i = 0$ ), получают  $\underline{Z} = R$ . Активное сопротивление является положительным действительным числом.

Закон Ома в комплексной форме для действующих значений имеет вид  $\dot{I} = \dot{U} / R$ . Мгновенное напряжение на сопротивлении  $R$

$$u_R = RI_m \sin \omega t = U_{Rm} \sin \omega t.$$

Мгновенная мощность  $p$  определяется как произведение мгновенных значений напряжения и тока:

$$p = ui = U_m I_m \sin^2 \omega t = U_m I_m (1 - \cos 2\omega t) / 2 = UI (1 - \cos 2\omega t).$$

Таким образом, мгновенная мощность изменяется по закону квадратичной синусоиды в пределах от 0 до  $2UI$  (рис. 2.5, б). Поскольку направления тока и напряжения совпадают (по знаку) в любой момент времени, мгновенная мощность остается все время положительной. Это указывает на то, что вся энергия, поступающая от источника, потребляется резистивной (активной) нагрузкой —  $R$ -элементом. На практике пользуются средним значением мощности за период, которое называют *активной мощностью*

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p \, dt = \frac{1}{T} \int_0^T UI (1 - \cos 2\omega t) \, dt = UI.$$

Следовательно, активная мощность в цепи, содержащей только  $R$ -элемент, равна произведению действующих значений напряжения и тока. Активная мощность выражается в ваттах (Вт).

Как было указано в § 1.2, активное сопротивление численно равно отношению мощности потребляемой электрической энергии к квадрату тока, проходящего через резистивный элемент:  $R = P / I^2$ .

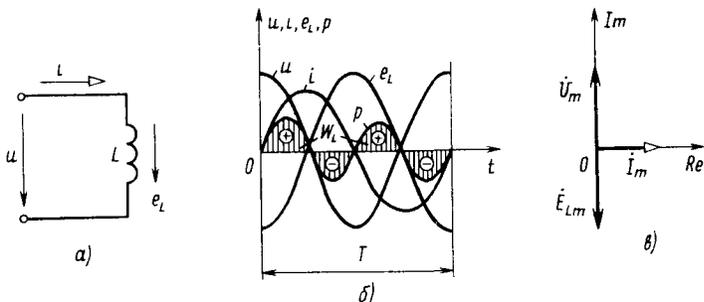


Рис. 2.6. Схема замещения (а), временная (б) и векторная (в) диаграммы цепи с индуктивным элементом

Поэтому активное сопротивление можно рассматривать как некоторую эквивалентную величину, характеризующую потребителей электрической энергии. Все потребители электрической энергии переменного тока нормируются по активной мощности. Для определения энергии  $W$ , расходуемой в активном сопротивлении  $R$ , необходимо активную мощность  $P$  умножить на время работы данного потребителя. За период  $T$  энергия

$$W = \int_0^T p \, dt = PT = RI^2T.$$

#### § 2.4. ИДЕАЛИЗИРОВАННЫЙ ИНДУКТИВНЫЙ ЭЛЕМЕНТ (КАТУШКА ИНДУКТИВНОСТИ) В ЦЕПИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Рассмотрим электромагнитные процессы, протекающие в идеализированной катушке индуктивности ( $L$ -элементе), подключенной к источнику синусоидального напряжения (рис. 2.6, а). Пусть при этом в катушке возникает синусоидальный электрический ток  $i = I_m \sin \omega t$ , начальная фаза которого  $\psi$ , принята равной нулю. Этот ток создает магнитное поле катушки, а следовательно, образуется потохосцепление  $\Psi$ , которое индуцирует в катушке эдс самоиндукции  $e_L$ . С учетом (1.3)

$$e_L = -L \, di/dt = \omega LI_m \cos \omega t$$

или

$$e_L = E_{Lm} \sin(\omega t - \pi/2),$$

где  $E_{Lm} = \omega LI_m$  — амплитуда эдс самоиндукции.

Как видно из полученного выражения, начальная фаза эдс

$\psi_e = -\pi/2$ , что указывает на отставание по фазе эдс от тока на четверть периода.

Напряжение на катушке индуктивности, которым источник уравновешивает эдс самоиндукции  $e_L$ ,  $u_L = L di/dt$ . Поэтому для рассматриваемой цепи, содержащей только катушку индуктивности,

$$\begin{aligned} u = u_L = -e_L = L di/dt = \omega LI_m \cos \omega t = \omega LI_m \sin(\omega t + \pi/2) = \\ = U_m \sin(\omega t + \pi/2), \end{aligned} \quad (2.7)$$

т. е. питающее напряжение  $u$  полностью расходуется на уравновешивание эдс.

Как видно из выражения (2.7), начальная фаза напряжения  $\psi_u = \pi/2$  и, следовательно, напряжение на катушке индуктивности опережает по фазе ток на четверть периода. Учитывая, что  $\psi_i = 0$ , сдвиг фаз в цепи, содержащей идеализированный индуктивный элемент, равен  $\varphi = \psi_u - \psi_i = \psi_u = \pi/2$ . Поэтому на практике, если в электрической цепи напряжение опережает по фазе ток, говорят об индуктивном характере нагрузки в цепи. График мгновенных значений электрических величин  $u$ ,  $i$ ,  $e_L$  и векторная диаграмма цепи с индуктивной нагрузкой приведены соответственно на рис. 2.6.

Амплитуда напряжения  $U_m = \omega LI_m$ , откуда

$$I_m = U_m / (\omega L). \quad (2.8)$$

Выражение (2.8), справедливое и для действующих величин, представляет закон Ома для электрической цепи переменного тока, в которую включена идеализированная индуктивная катушка.

*Индуктивное сопротивление*  $\omega L$ , выражается в омах и обозначается через  $X_L$ , т. е.  $X_L = \omega L = 2\pi fL$ . Чем больше частота  $f$  питающего напряжения, тем больше  $X_L$ . Индуктивное сопротивление возникает только в том случае, когда происходит изменение тока, и зависит от скорости его изменения. При постоянном токе ( $f=0$ ) индуктивное сопротивление равно нулю — индуктивность как бы замыкает зажимы цепи, к которым она подключена.

Напряжение и ток в такой цепи в комплексной форме имеют вид:

$$\dot{U}_m = U_m e^{j\psi_u}, \quad \dot{I}_m = I_m e^{j\psi_i}; \quad \psi_u = \frac{\pi}{2}; \quad \psi_i = 0.$$

Комплексное сопротивление цепи

$$\underline{Z} = \dot{U}_m / \dot{I}_m = U_m e^{j\pi/2} / I_m = \omega L e^{j\pi/2} = j\omega L = jX_L.$$

Индуктивное сопротивление является положительным мнимым числом.

Закон Ома в комплексной форме для действующих значений тока и напряжения имеет вид

$$\dot{I} = \dot{U} / (j\omega L) = \dot{U} / (jX_L).$$

Рассмотрим энергетические процессы, происходящие в цепи, содержащей катушку индуктивности. Мгновенная мощность в индуктивном элементе

$$\begin{aligned} p &= ui = U_m I_m \sin(\omega t + \pi/2) \sin \omega t = \\ &= (U_m I_m / 2) \sin 2\omega t = UI \sin 2\omega t, \end{aligned} \quad (2.9)$$

где  $UI$  — амплитудное значение мгновенной мощности, которую называют *реактивной мощностью индуктивного элемента* и обозначают  $Q_L$ . Учитывая, что  $U = IX_L$ ,  $Q_L = I^2 X_L$ . Реактивная мощность имеет размерность вольт-ампер реактивный (вар).

Из выражения (2.9) видно, что мгновенная мощность является синусоидальной функцией времени (рис. 2.6, б), частота которой вдвое превышает частоту питающего напряжения.

Активная мощность, определяемая средним значением мгновенной мощности за период,

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p \, dt = \frac{U_m I_m}{2T} \int_0^T \sin 2\omega t \, dt = 0. \quad (2.10)$$

Таким образом, активная мощность для цепи с идеализированной индуктивностью равна нулю. Следовательно, такая цепь не потребляет электрической энергии.

Как видно из рис. 2.6, б, мгновенная мощность положительна в том случае, когда совпадают по знаку напряжение и ток (1-я и 3-я четверти периода), и отрицательна, когда совпадают по знаку эдс и ток (2-я и 4-я четверти периода). При положительном мгновенном значении мощности энергия от источника поступает в катушку индуктивности и накапливается в ее магнитном поле. Так как это поле создается током, то накопление энергии происходит до тех пор, пока ток нарастает до значения  $I_m$ .

Запасенная энергия в магнитном поле пропорциональна площади, ограниченной положительной полуволной мощности за первую четверть периода и осью абсцисс (рис. 2.6, б):

$$W_L = \int_0^{T/4} p \, dT = \int_0^{T/4} ui \, dt.$$

Учитывая, что  $u = L di/dt$ , получают

$$W_L = L \int_0^{I_m} i \, dt = \frac{LI_m^2}{2}.$$

При отрицательном мгновенном значении мощности энергия, запасенная в катушке индуктивности, возвращается источнику. Приемники, которые получают энергию от источника, а затем возвращают ее источнику, называют *реактивными*. Следует отметить, что совпадение направлений (знаков) напряжения и тока при положительной мгновенной мощности, а также эдс и тока при отрицательной мгновенной мощности указывает на то, что при передаче энергии в индуктивную катушку ток в цепи существует за счет напряжения источника, а при возвращении энергии обратно источнику — за счет эдс индуктивной катушки.

Таким образом, в цепи переменного тока, содержащей в качестве приемника идеальную катушку индуктивности, происходит непрерывный обмен энергией между источником и приемником. При этом энергия приемником не расходуется.

## § 2.5. ИДЕАЛИЗИРОВАННЫЙ ЕМКОСТНЫЙ ЭЛЕМЕНТ (КОНДЕНСАТОР) В ЦЕПИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Известно, что конденсатор, подключенный к источнику постоянного тока, начинает заряжаться. Этот процесс сопровождается появлением тока в источнике и соединительных проводах. В конденсаторе возникает ток смещения. В процессе заряда конденсатора на его обкладках (электродах) возникает разность потенциалов — напряжение  $u_C$ . Это напряжение своим действием направлено навстречу напряжению и источника. Как только разность потенциалов на обкладках конденсатора достигает значения питающего напряжения ( $u_C = u$ ), дальнейшее накопление заряда прекращается и ток в цепи становится равным нулю. При замыкании обкладок заряженного конденсатора в цепи под действием напряжения  $u_C$  возникает ток разряда. По мере разряда конденсатора напряжение  $u_C$  уменьшается, а следовательно, уменьшается и ток разряда. Этот ток становится равным нулю, когда конденсатор полностью разрядится ( $u_C = 0$ ).

Если конденсатор подключается к источнику переменного напряжения, то ток в цепи существует непрерывно. Значение тока зависит от скорости изменения заряда, сообщаемого конденсатору [см. (1.4)].

Рассмотрим *электрические процессы* в цепи с идеальным емкостным элементом ( $C$ -элементом) при подключении его к источнику синусоидального напряжения  $u = U_m \sin \omega t$  (рис. 2.7, а). В этом случае в цепи возникает ток

$$i = C \, du/dt = \omega C U_m \cos \omega t,$$

или

$$i = \omega C U_m \sin (\omega t + \pi/2) = I_m \sin (\omega t + \pi/2).$$

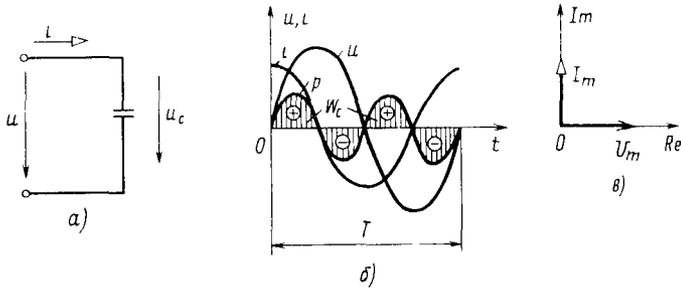


Рис. 2.7. Схема замещения (а), временная (б) и векторная (в) диаграммы цепи с емкостным элементом

Как видно из полученного выражения, начальная фаза тока  $\psi_i = \pi/2$ . Учитывая, что  $\psi_u = 0$ , сдвиг фаз  $\varphi = \psi_u - \psi_i = -\pi/2$ . Следовательно, напряжение отстает по фазе от тока на угол  $\pi/2$ . Поэтому на практике, если в электрической цепи напряжение отстает по фазе от тока, говорят об емкостном характере нагрузки в цепи.

Амплитуда тока  $I_m = \omega C U_m$ , или

$$I_m = \frac{U_m}{1/(\omega C)}. \quad (2.11)$$

Выражение (2.11) представляет закон Ома для электрической цепи переменного тока с емкостным элементом. Величину  $1/(\omega C)$  — сопротивление конденсатора, называемую *емкостным сопротивлением*, обозначают через  $X_C$  и выражают в омах:

$$X_C = 1/(\omega C) = 1/(2\pi f C).$$

Емкостное сопротивление имеет место только в том случае, когда происходит изменение напряжения  $u$ , приложенного к обкладкам конденсатора, и зависит от скорости изменения этого напряжения. При постоянном напряжении емкостное сопротивление равно бесконечности, т. е.  $C$ -элемент как бы размыкает электрическую цепь. Чем больше частота  $f$ , тем меньше емкостное сопротивление.

Напряжение и ток в цепи, содержащей только конденсатор, в комплексной форме имеют вид:

$$\dot{U}_m = U_m e^{j\psi_u}, \quad \dot{I}_m = I_m e^{j\psi_i}; \quad \psi_u = 0; \quad \psi_i = \frac{\pi}{2}.$$

Комплексное сопротивление цепи

$$\underline{Z} = \dot{U}_m / \dot{I}_m = \frac{U_m}{I_m e^{j\pi/2}} = \frac{1}{\omega C} e^{-j\pi/2} = -j \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{j\omega C} = -jX_C.$$

Закон Ома в комплексной форме для действующих значений тока и напряжения имеет вид

$$I = \dot{U} / \left( -j \frac{1}{\omega C} \right) = \dot{U} / (-jX_C).$$

Рассмотрим энергетические процессы, происходящие в цепи, содержащей идеализированный конденсатор. Для определения мгновенной мощности емкостного элемента перемножим мгновенные значения тока и напряжения, приняв следующие значения начальных фаз ( $\psi_u = 0$ ,  $\psi_i = \pi/2$ ). Тогда

$$\begin{aligned} p &= ui = U_m I_m \sin(\omega t + \pi/2) \sin \omega t = \\ &= \frac{U_m I_m}{2} \sin 2\omega t = UI \sin 2\omega t, \end{aligned} \quad (2.12)$$

где  $UI = X_C I^2 = Q_C$  — реактивная мощность емкостного элемента.

Активная мощность (среднее значение мгновенной мощности за период) равна нулю [см. (2.8)]. На рис. 2.7, б, в приведены временная и векторная диаграммы для цепи с  $C$ -элементом. Как видно из рис. 2.7, б, мощность имеет положительное значение в том случае, когда совпадают по знаку напряжение источника и ток (2-я и 4-я четверти периода), и отрицательное значение, когда совпадают по знаку ток в цепи и напряжение на емкостном элементе (1-я и 3-я четверти периода). При положительной мощности энергия от источника поступает в  $C$ -элемент и накапливается в ее электрическом поле ( $C$ -элемент заряжается). Так как электрическое поле создается напряжением источника, то накопление энергии в электрическом поле происходит до тех пор, пока напряжение источника нарастает до значения  $U_m$ . Количество энергии, запасенной в электрическом поле конденсатора, пропорционально площади, ограниченной положительной полуволной мощности за первую четверть периода и осью абсцисс (рис. 2.7, б):

$$W_C = \int_0^{T/4} p dt = \int_0^{T/4} ui dt.$$

Учитывая, что  $i = C du/dt$ , получают

$$W_C = C \int_0^{U_m} u du = \frac{CU_m^2}{2}.$$

При отрицательной мощности энергии, запасенной в  $C$ -элементе, возвращается источнику. Таким образом, в цепи переменного тока с идеальным емкостным элементом в качестве приемника проис-

ходит непрерывный обмен энергией между источником и приемником. При этом энергия приемником не расходуется. В реальном конденсаторе энергия частично расходуется, что объясняется диэлектрическими потерями, связанными с поляризацией диэлектрика. Следовательно,  $C$ -элемент является реактивной нагрузкой. Важно отметить, что совпадение направлений напряжения источника и тока (при положительной мощности) и напряжения на  $C$ -элементе и тока (при отрицательной мощности) указывает на то, что при передаче энергии от источника к  $C$ -элементу ток в цепи обусловлен напряжением источника, а при возвращении энергии источнику источником ее служит  $C$ -элемент.

### § 2.6. НЕРАЗВЕТВЛЕННЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ, СОДЕРЖАЩИЕ РЕЗИСТОРЫ, ИНДУКТИВНЫЕ КАТУШКИ И КОНДЕНСАТОРЫ

**Последовательное соединение  $R$ - и  $L$ -элементов.** Пусть имеется цепь с индуктивной катушкой, имеющей параметры  $L$  и  $R$ , последний из которых обусловлен сопротивлением провода катушки. Такая катушка может быть представлена схемой замещения, содержащей два последовательно включенных элемента:  $L$  и  $R$  (рис. 2.8 а). Для последовательной цепи общим является ток  $i = I_m \sin \omega t$ . Согласно второму закону Кирхгофа, напряжение

$$u = u_R + u_L = Ri + L di/dt.$$

С учетом (2.6) и (2.7)

$$u = RI_m \sin \omega t + \omega LI_m \sin (\omega t + \pi/2).$$

Поскольку  $RI_m = U_{Rm}$  и  $\omega LI_m = U_{Lm}$ , получают

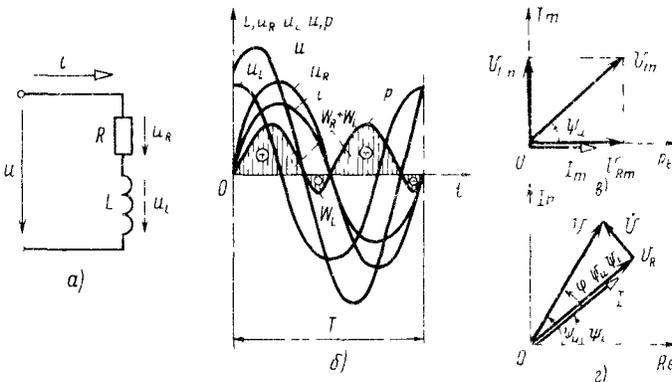


Рис. 2.8. Схема замещения (а), временная (б) и векторные (в, г) диаграммы последовательной цепи с резистивным и индуктивным элементами

$$u = U_{Rm} \sin \omega t + U_{Lm} \sin (\omega t + \pi/2).$$

Воспользовавшись векторной диаграммой (рис. 2.8, *в*), определяют амплитуду напряжения

$$U_m = \sqrt{U_{Rm}^2 + U_{Lm}^2} = I_m \sqrt{R^2 + X_L^2}.$$

Отсюда

$$I_m = U_m / \sqrt{R^2 + X_L^2} = U_m / Z, \quad (2.13)$$

где  $Z = \sqrt{R^2 + X_L^2}$  — полное электрическое сопротивление цепи с последовательно включенными  $R$ - и  $L$ -элементами.

Выражение (2.13) есть запись закона Ома для амплитудных значений тока и напряжения последовательной цепи, содержащей  $R$ - и  $L$ -элементы. Начальная фаза напряжения в нашем случае, когда  $\psi_i = 0$ ,  $\psi_u = \varphi$ . При  $\psi_i \neq 0$   $\psi_u = \varphi + \psi_i$  (рис. 2.8, *з*) В неразветвленной цепи с  $R$  и  $L$  сдвиг фаз, определяемый углом  $\varphi$ , имеет знак плюс

$$\varphi = \arctg (U_{Lm} / U_{Rm}) = \arctg (X_L / R).$$

Мгновенное значение напряжения будет равно

$$u = U_m \sin (\omega t + \psi_u).$$

Закон Ома для действующих величин в комплексной форме имеет вид

$$\underline{I} = \underline{U} / \underline{Z} = \underline{U} / (R + jX_L) = \underline{U} / (Z e^{j\varphi}).$$

где  $\varphi = \arctg (X_L / R)$ .

Мгновенная мощность цепи, векторная диаграмма которой изобразена на рис. 2.8, *з*,

$$\begin{aligned} p &= ui = U_m \sin (\omega t + \psi_u) I_m \sin (\omega t + \psi_i) = \\ &= U_m I_m [\cos (\psi_u - \psi_i) - \cos (2\omega t + \psi_u + \psi_i)] / 2 = \\ &= UI \cos \varphi - UI \sin (2\omega t + \psi_u + \psi_i + \pi/2), \end{aligned} \quad (2.14)$$

где  $\psi_u - \psi_i = \varphi$  — сдвиг фаз между напряжением и током.

В отличие от формулы (2.9) мгновенная мощность в выражении (2.14) содержит постоянную составляющую  $UI \cos \varphi$ , которая обусловлена активным элементом  $R$ .

На рис. 2.8, *б* приведена временная диаграмма электрических величин цепи с  $R$ - и  $L$ -элементами. Когда направления (знаки) напряжения и источника и тока  $i$  одинаковы, мощность положительна, т. е. энергия поступает в нагрузку. При противоположных направлениях (знаках) напряжения и тока мощность отрицательна,

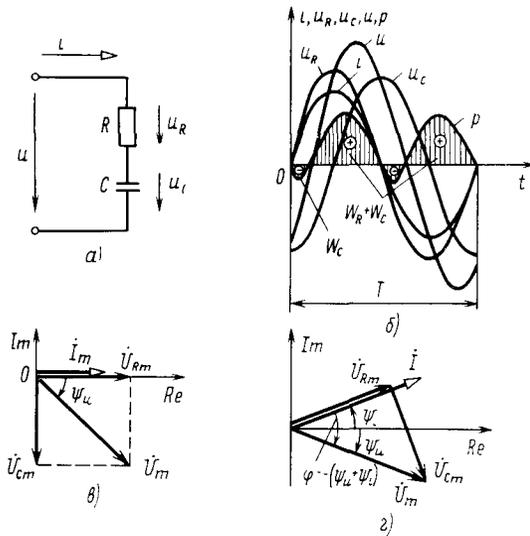


Рис. 2.9. Схема замещения (а), временная (б) и векторные (в, г) диаграммы последовательной цепи с резистивным и емкостным элементами

т. е. энергия возвращается (частично) к источнику. Энергия, поступившая в нагрузку, распределяется следующим образом. Часть ее расходуется в активном элементе  $R$  цепи, а остальная энергия сосредотачивается в элементе  $L$  цепи в виде магнитного поля и возвращается обратно источнику. Эта энергия пропорциональна заштрихованной площади на графике  $p(t)$  со знаком минус. Разность положительной и отрицательной энергий представляет энергию, которую потребляет активный элемент цепи. Постоянная составляющая выражения (2.14) является активной (средней) мощностью.

**Последовательное соединение  $R$ - и  $C$ -элементов.** Рассмотрим неразветвленную цепь (рис. 2.9, а), содержащую резистор, обладающий чисто активным сопротивлением, и идеальный конденсатор. Согласно второму закону Кирхгофа, напряжение

$$u = u_R + u_C = Ri + \frac{1}{C} \int i dt.$$

Принимая начальную фазу тока  $\psi_i = 0$ , т. е.  $i = I_m \sin \omega t$ , получаем

$$u = RI_m \sin \omega t + \frac{1}{\omega C} I_m \sin (\omega t - \pi/2).$$

Поскольку  $RI_m = U_{Rm}$ ,  $\frac{1}{\omega C} I_m = U_{Cm}$ ,

$$u = U_{Rm} \sin \omega t + U_{Cm} \sin (\omega t - \pi/2).$$

С помощью векторной диаграммы (рис. 2.9, в) определяют амплитуду напряжения

$$U_m = \sqrt{U_{Rm}^2 + U_{Cm}^2} = I_m \sqrt{R^2 + X_C^2}.$$

Отсюда

$$I_m = U_m / \sqrt{R^2 + X_C^2} = U_m / Z, \quad (2.15)$$

где  $Z = \sqrt{R^2 + X_C^2}$  — полное электрическое сопротивление цепи, содержащей последовательно включенные  $R$ - и  $C$ -элементы. Выражение (2.15) является записью закона Ома рассматриваемой цепи.

В нашем случае, когда  $\psi_i = 0$ ,  $\psi_u = \varphi$ ; при  $\psi_i \neq 0$   $\psi_u = \varphi + \psi_i$ . В неразветвленной цепи с  $R$ - и  $C$ -элементами сдвиг фаз, определяемый углом  $\varphi$ , имеет знак минус:

$$\varphi = \arctg U_{Cm} / U_{Rm} = \arctg (X_C / R).$$

Мгновенное значение напряжения будет равно

$$u = U_m \sin (\omega t + \psi_u).$$

Запишем закон Ома для действующих значений в комплексной форме:

$$\underline{\dot{I}} = \underline{\dot{U}} / Z = \underline{\dot{U}} / (R - jX_C) = \underline{\dot{U}} / (Ze^{-j\varphi}),$$

где  $\varphi = \arctg (X_C / R)$ .

Мгновенная мощность цепи с учетом знаков ( $\pm$ ) начальных фаз записывается аналогично (2.14) (рис. 2.9, з).

Соотношение для мгновенной мощности в отличие от (2.9) содержит постоянную составляющую (активная мощность)  $UI \cos \varphi$ , обусловленную наличием параметра  $R$ . На рис. 2.9, б приведена временная диаграмма напряжений, тока и мощности в рассматриваемой цепи. Как и в предыдущем случае, при совпадении направлений напряжения и тока мощность положительна, т. е. энергия поступает к потребителю. Когда напряжение и ток направлены противоположно друг другу, мощность отрицательна, т. е. энергия частично возвращается источнику. Эта энергия пропорциональна заштрихованной площади со знаком минус (рис. 2.9, б). Другая часть поступившей в нагрузку энергии расходуется в  $R$ -элементе и определить ее можно, вычитая из положительной энергии отрицательную.

**Последовательное соединение  $R$ -,  $L$ - и  $C$ -элементов.** На рис. 2.10, а изображена схема замещения такой цепи. Записывают уравнение по

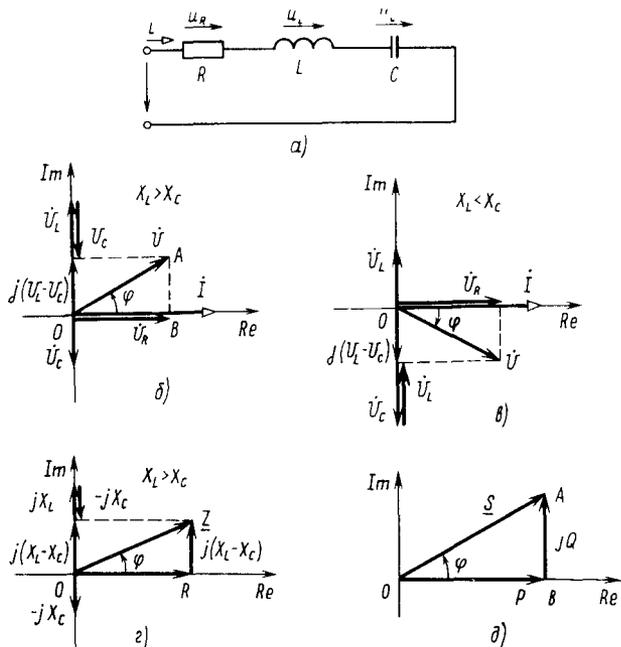


Рис. 2.10. Схема замещения (а), векторная диаграмма для нагрузки индуктивного (б) и емкостного (в) характера, треугольники сопротивлений (г) и мощностей (д) неразветвленной цепи с резистивным, индуктивным и емкостным элементами

второму закону Кирхгофа для мгновенных значений напряжений:

$$u = u_R + u_L + u_C,$$

или

$$u = Ri + L di/dt + (1/C) \int i dt. \quad (2.16)$$

Уравнение (2.16) в комплексном виде имеет вид

$$\dot{U}_m = R\dot{I}_m + j\omega L\dot{I}_m - j\dot{I}_m/(\omega C).$$

Для комплексных действующих значений получают

$$\dot{U} = R\dot{I} + j\omega L\dot{I} - j\dot{I}/(\omega C).$$

С учетом того, что  $\omega L = X_L$  и  $1/(\omega C) = X_C$ ,

$$\dot{U} = R\dot{I} + jX_L\dot{I} - jX_C\dot{I} = \dot{U}_R + \dot{U}_L + \dot{U}_C. \quad (2.17)$$

Уравнение (2.17) может быть представлено на комплексной плоскости векторной диаграммой. При этом в случае индуктивного

характера нагрузки ( $X_L > X_C$ ) напряжение в сети опережает по фазе ток (рис. 2.10, б); в случае емкостного характера нагрузки ( $X_L < X_C$ ) напряжение в сети отстает от тока (рис. 2.10, в).

Перепишем (2.17) в виде  $\dot{U} = \dot{I}[R + j(X_L - X_C)]$ . Отсюда

$$\dot{I} = \dot{U} / [R + j(X_L - X_C)] = \dot{U} / \underline{Z}, \quad (2.18)$$

где  $\underline{Z} = R + j(X_L - X_C)$  — полное комплексное сопротивление цепи, показанной на рис. 2.10, а. Уравнение (2.18) выражает закон Ома в комплексной форме для рассматриваемой цепи.

Разделив все векторы комплексных напряжений, изображенные на рис. 2.10, б, на вектор комплексного тока, получим треугольник сопротивлений для случая  $X_L > X_C$  (рис. 2.10, в). Из треугольника сопротивлений очевидны соотношения:

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}, \quad \varphi = \arctg [(X_L - X_C) / R].$$

В показательной форме  $Z = Z e^{\pm j\varphi}$ . Здесь знак показателя степени указывает, какое из реактивных сопротивлений преобладает: индуктивному ( $X_L > X_C$ ) соответствует знак плюс, емкостному ( $X_L < X_C$ ) — знак минус.

Мгновенное напряжение при синусоидальном токе в цепи

$$u = U_m \sin(\omega t + \psi_u),$$

где для цепи рис. 2.10, а

$$U_m = \sqrt{U_{Rm}^2 + (U_{Lm} - U_{Cm})^2},$$

$$\varphi = \arctg [(U_{Lm} - U_{Cm}) / U_{Rm}].$$

$\psi_u = \varphi$  при  $\psi_i = 0$ , что имеет место в рассматриваемом случае.

Знак  $\varphi$  зависит от характера нагрузки: плюс соответствует индуктивной нагрузке, минус — емкостной.

Полная проводимость  $\underline{Y}$  цепи переменного тока в комплексной форме может быть представлена в виде  $\underline{Y} = 1 / \underline{Z}$ . Для цепи рис. 2.10, а  $\underline{Y} = 1 / [R + j(X_L - X_C)]$ . Умножая числитель и знаменатель данного выражения на сопряженное знаменателю комплексное число  $R - j(X_L - X_C)$ , получают

$$\underline{Y} = \frac{R - jX}{R^2 + X^2} = \frac{R}{R^2 + X^2} - j \frac{X}{R^2 + X^2}, \quad \text{где } X = X_L - X_C.$$

Первый член полученного уравнения представляет активную

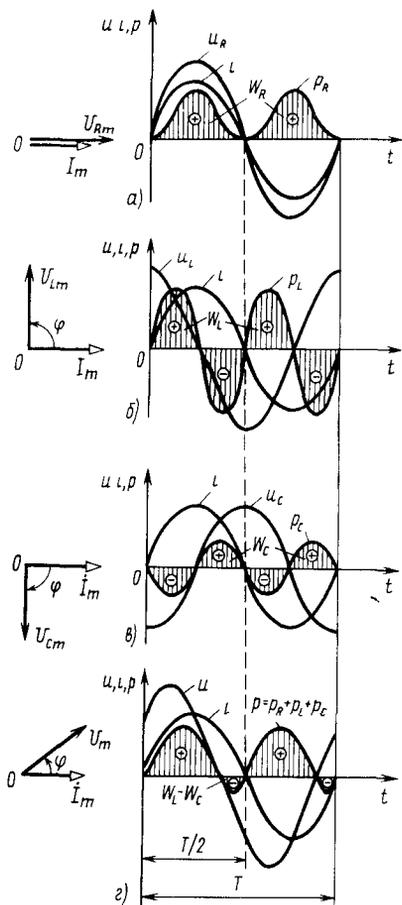


Рис. 2.11. Векторная и временная диаграммы последовательной цепи: а — с резистивным; б — с индуктивным; в — с емкостным элементом; г — цепь с резистивным, индуктивным и емкостным элементами

источнику. Одновременно происходит переход энергии  $W_L$  магнитного поля в энергию  $W_C$  электрического поля, и наоборот. Представим, что в какой-то момент времени  $T/2$ , когда напряжение на конденсаторе  $u_C = U_{Cm}$  (рис. 2.11, в), энергия электрического поля достигла наибольшего значения:  $W_C = CU_{Cm}^2/2$ . В это время энергия магнитного поля  $W_L = 0$ , так как ток  $i = 0$  (рис. 2.11, б). Затем напряжение  $u_C$  начинает уменьшаться, а следовательно, уменьшает-

(резистивную) проводимость  $G$  цепи переменного тока, а второй (мнимый) член — реактивную проводимость  $B$  этой цепи. Тогда

$$\underline{Y} = G - jB. \quad (2.19)$$

Второе слагаемое уравнения (2.19) берется со знаком минус в случае индуктивного характера нагрузки ( $X_L > X_C$ ) и со знаком плюс — в случае емкостного ( $X_L < X_C$ ).

Энергетические процессы, протекающие в цепи с последовательным соединением  $R$ -,  $L$ - и  $C$ -элементов. Ранее были рассмотрены энергетические процессы, протекающие в отдельных элементах цепи, и построены соответствующие диаграммы мощностей отдельно для каждого элемента (см. рис. 2.5, б, 2.6, б, 2.7, б). Построим диаграмму результирующей мощности  $p = p_R + p_L + p_C$  для цепи, показанной на рис. 2.10, а. Вид этой диаграммы определяется характером электрической цепи — индуктивным ( $X_L > X_C$ ) или емкостным ( $X_C > X_L$ ) (в данном случае  $X_L > X_C$ ) (рис. 2.11, г). Когда

мощность положительна, энергия от источника поступает в нагрузку; при отрицательной мощности энергия частично возвращается

ся и энергия  $W_C$ , запасенная в конденсаторе. Однако при этом ток начинает возрастать, а следовательно, возрастает энергия  $W_L = Li^2/2$  магнитного поля в индуктивном элементе.

Если энергия, запасенная в конденсаторе, меньше энергии, которую способен запасти индуктивный элемент (при  $X_L > X_C$ ):  $W_C < W_L$ , то энергия электрического поля полностью переходит в индуктивный элемент и часть энергии этот элемент получает от источника.

Если  $W_C > W_L$  (при  $X_C > X_L$ ), то только часть энергии электрического поля перейдет в энергию магнитного поля, а остальная ее часть будет возвращена источнику. Когда ток достигнет своего максимального значения ( $i = I_m$ ), напряжение  $u_C$  станет равным нулю, а в индуктивном элементе запасется энергия  $W_L = LI_m^2/2$ ; в это время в конденсаторе энергия  $W_C = 0$ . Затем ток начнет уменьшаться, следовательно, будет уменьшаться и энергия магнитного поля, переходя в энергию электрического поля, так как напряжение  $u_C$  на конденсаторе начнет возрастать. В случае, когда  $W_L < W_C$ , энергия магнитного поля полностью перейдет в энергию электрического поля, и часть энергии конденсатор получит от источника. Если  $W_L > W_C$ , то лишь часть энергии магнитного поля перейдет в энергию электрического поля, остальная энергия магнитного поля будет возвращена источнику. В этом колебательном процессе участвуют и источник, и резистивный элемент, так как передача энергии от индуктивного элемента цепи к емкостному, и наоборот, сопровождается появлением дополнительного тока в цепи источника. Резистор  $R$  непрерывно потребляет электрическую энергию.

Случай, когда энергии электрического и магнитного полей равны, рассмотрен в § 2.8.

Мгновенная мощность цепи (рис. 2.11,  $z$ )

$$p = p_R + p_L + p_C = ui = U_m I_m \sin(\omega t + \varphi) \sin \omega t.$$

Угол  $\varphi$  сдвига фаз между напряжением и током в зависимости от характера нагрузки может быть как положительным (рис. 2.10, б), так и отрицательным (рис. 2.10, в). При индуктивном характере нагрузки ( $X_L > X_C$ ) напряжение опережает по фазе ток, а при емкостном ( $X_L < X_C$ ) отстает от него.

Активная мощность (средняя мощность за период  $T$ )

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p dt = \frac{1}{T} \int_0^T [U_m I_m \sin(\omega t + \varphi) \sin \omega t] dt =$$

$$= \frac{U_m I_m}{2T} \int_0^T [\cos \varphi - \cos (2\omega t + \varphi)] dt = UI \cos \varphi. \quad (2.20)$$

В полученном выражении множитель  $\cos \varphi$  является важнейшей характеристикой потребителей электрической энергии и называется *коэффициентом мощности*.

Рассмотрим векторную диаграмму напряжений для случая  $X_L > X_C$  (рис. 2.10, б). На диаграмме можно выделить треугольник  $AOB$ , сторона  $OA$  которого соответствует напряжению  $U$  источника, сторона  $OB$  — падению напряжения  $U_R$  на активном элементе  $R$ , сторона  $AB$  — результирующему падению напряжения на реактивных сопротивлениях  $X_L$  и  $X_C$  ( $U_X = U_L - U_C$ ). Из треугольника  $OAB$  видно, что  $U_R = U \cos \varphi$ ,  $U_X = U \sin \varphi$ . Умножив все стороны треугольника напряжений на ток  $I$ , получают треугольник мощностей (рис. 2.10, д). Модули этих произведений:  $UI = S$  — это полная (кажущаяся) мощность;  $U_R I = UI \cos \varphi = P$  — активная мощность;  $U_X I = UI \sin \varphi = Q$  — реактивная мощность.

*Активная мощность*  $P = S \cos \varphi = RI^2$  представляет долю полной мощности  $S$ , которая обуславливает расход энергии в активной (резистивной) нагрузке электрической цепи. Эта составляющая является полезной мощностью и выражает собой среднее арифметическое значение мгновенной мощности.

*Реактивная мощность*  $Q = Q_L - Q_C = S \sin \varphi$  представляет долю полной мощности  $S$ , которая обуславливает циркуляцию энергии от источника к приемнику и обратно. Поэтому эта мощность не совершает полезной работы, а загружает генераторы током и является «паразитной». Ее значение зависит от реактивных сопротивлений  $X_L$  и  $X_C$ . Однако наличие реактивной мощности в электрических машинах переменного тока неизбежно, так как вызвано магнитными потоками, необходимыми для работы машин.

*Полная мощность*  $S = UI = ZI^2$  является расчетной мощностью и характеризует максимальную мощность источника при заданных напряжении  $U$  и токе  $I$  для режима работы с  $\cos \varphi = 1$ .

Из треугольника мощностей следует:

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2}, \quad \cos \varphi = P/S. \quad (2.21)$$

Указанные мощности имеют следующие единицы измерения:  $S$  — вольт-ампер (В·А),  $P$  — ватт (Вт),  $Q$  — вольт-ампер реактивный (вар).

Мощность соответственно нормируется: мощность источников электрической энергии переменного тока — в вольт-амперах (киловольт-амперах); мощность потребителей электрической энергии —

в ваттах (киловаттах); мощность реактивных элементов (например, конденсаторов) — в вольт-амперах реактивных (киловольт-амперах реактивных).

Коэффициент мощности  $\cos \varphi$  характеризует работу как потребителей с точки зрения потребления электрической энергии, так и источников электрической энергии (электростанций) с точки зрения передачи электрической энергии. Чем выше коэффициент мощности, тем эффективнее потребление и выработка электрической энергии. Максимальный коэффициент мощности равен единице. Подробнее вопросы, связанные с коэффициентом мощности, будут рассмотрены в § 2.10.

Чтобы получить выражение для полной мощности в комплексной форме, следует перемножить комплексное значение напряжения на сопряженное комплексное значение тока:  $\underline{S} = \dot{U}\dot{I}$ . Предположим, что  $\dot{U} = Ue^{j\psi_u}$ , а  $\dot{I} = Ie^{-j\psi_i}$ . Тогда

$$\underline{S} = \dot{U}\dot{I} = UIe^{j(\psi_u - \psi_i)} = UIe^{j\varphi} = Se^{j\varphi}. \quad (2.22)$$

Таким образом, модуль комплексного числа  $\underline{S}$  равен полной мощности.

Комплексное значение  $\underline{S}$  может быть выражено в тригонометрической форме

$$\underline{S} = UI \cos \varphi + jUI \sin \varphi \quad (2.23)$$

и в алгебраической форме

$$\underline{S} = P + jQ, \quad (2.24)$$

где  $Q = Q_L - Q_C$ .

Из приведенных выражений для полной мощности видно, что действительная часть  $P$  комплексного значения  $\underline{S}$  представляет активную мощность, а мнимая часть  $Q$  — реактивную. Знак реактивной мощности указывает на характер нагрузки. Для индуктивной нагрузки ( $X_L > X_C$ ) реактивная мощность имеет знак плюс, в случае емкостной нагрузки ( $X_L < X_C$ ) — знак минус.

**Пример 2.3.** Заданы напряжение  $u = 141 \sin(\omega t + 45^\circ)$  В и ток  $i = 7,05 \sin(\omega t + 15^\circ)$  А. Определить активную, реактивную и полную мощности.

На основании формулы (2.22) имеем

$$\underline{S} = \frac{141}{\sqrt{2}} \frac{7,05}{\sqrt{2}} e^{j(45^\circ - 15^\circ)} \approx 100 \cdot 5e^{j30^\circ} = 500e^{j30^\circ} \text{ В} \cdot \text{А}.$$

Отсюда полная мощность  $S = 500 \text{ В} \cdot \text{А}$ .

С учетом уравнения (2.23) получают

$$\underline{S} = (500 \cos 30^\circ + j500 \sin 30^\circ) = (433 + j250) \text{ В} \cdot \text{А}.$$

Отсюда согласно (2.24) активная мощность  $P = 433 \text{ Вт}$ , реактивная мощность  $Q = 250 \text{ вар}$ .

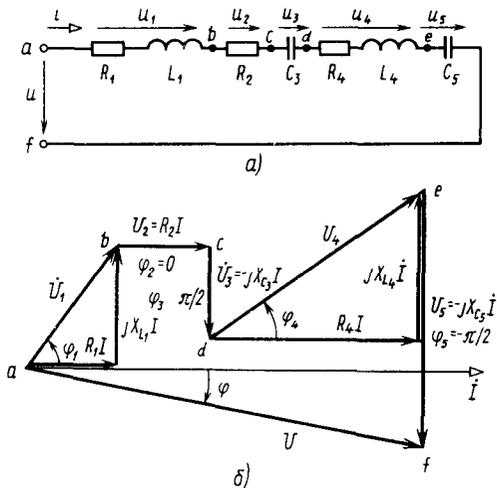


Рис. 2.12. Неразветвленная цепь, содержащая несколько включенных последовательно пассивных элементов:  
*a* — схема замещения; *b* — векторная диаграмма

**Последовательное соединение элементов электротехнических устройств.** Рассмотрим неразветвленную электрическую цепь, которая содержит пять последовательно включенных элементов электротехнических устройств (индуктивные катушки  $R_1$ ,  $L_1$  и  $R_4$ ,  $L_4$ , конденсаторы  $C_3$ ,  $C_5$  и нагревательная печь  $R_2$ ). На рис. 2.12, *a* показана схема замещения такой цепи. Согласно второму закону Кирхгофа, для мгновенных напряжений:  $u = u_1 + u_2 + u_3 + u_4 + u_5$ . В комплексной форме

$$\begin{aligned} \dot{U} &= \dot{U}_1 + \dot{U}_2 + \dot{U}_3 + \dot{U}_4 + \dot{U}_5 = \\ &= (R_1 + jX_{L1}) \dot{I} + R_2 \dot{I} - jX_{C3} \dot{I} + (R_4 + jX_{L4}) \dot{I} - jX_{C5} \dot{I}. \end{aligned} \quad (2.25)$$

После упрощения получают:

$$\dot{U} = (R_1 + R_2 + R_4) \dot{I} + j [(X_{L1} + X_{L4}) - (X_{C3} + X_{C5})] \dot{I}.$$

Отсюда

$$\dot{I} = \dot{U} / \{ (R_1 + R_2 + R_4) + j [(X_{L1} + X_{L4}) - (X_{C3} + X_{C5})] \} = \dot{U} / \underline{Z}_\Sigma,$$

где

$$\underline{Z}_\Sigma = Z_\Sigma e^{+j\varphi}, \quad Z_\Sigma = \sqrt{(\Sigma R)^2 + (\Sigma X_L - \Sigma X_C)^2}, \quad \varphi = \arctg (\Sigma X_L - \Sigma X_C) / \Sigma R.$$

Как видно из полученных соотношений, в любой последовательной электрической цепи переменного тока для определения общего

сопротивления предварительно находят эквивалентные сопротивления, обусловленные отдельно  $R$ -,  $L$ - и  $C$ -параметрами ( $\Sigma R$ ,  $\Sigma X_L$ ,  $\Sigma X_C$ ).

Построение векторной диаграммы (рис. 2.12, б) для последовательной цепи удобно начинать с вектора тока  $I$ , поскольку ток является общим для всех последовательно включенных элементов цепи. Приняв ток  $I$  за основной (опорный) вектор и полагая  $\psi_1 = 0$ , строим векторы напряжений, обходя последовательно цепь (см. рис.

2.12, а) от точки  $a$  к точке  $f$  по часовой стрелке. Полученную векторную диаграмму называют топографической диаграммой, так как она отображает второй закон Кирхгофа [см. (2.25)] и позволяет определить разность потенциалов между любыми двумя точками электрической цепи (напряжение на любом участке цепи). Для этого следует соединить интересующие нас точки топографической диаграммы отрезком прямой и придать этому отрезку соответствующее направление (представить в виде вектора).

### § 2.7. РАЗВЕТВЛЕННЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ, СОДЕРЖАЩИЕ РЕЗИСТОРЫ, ИНДУКТИВНЫЕ КАТУШКИ И КОНДЕНСАТОРЫ

Рассмотрим электрическую цепь, схема замещения которой изображена на рис. 2.13, а. Цепь включает три параллельные ветви, каждая из которых содержит активный и реактивный элементы. Общим для всех ветвей является напряжение, питающее цепь. Пусть заданы напряжение  $u$ , параметры каждой ветви ( $R_1, L_1; R_2, C_2; R_3, L_3$ ) и частота  $f$ . Требуется определить все токи и построить векторную диаграмму.

Ток в каждой ветви соответственно равен:

$$I_1 = U/Z_1, \quad I_2 = U/Z_2, \quad I_3 = U/Z_3,$$

где  $Z_1 = \sqrt{R_1^2 + (\omega L_1)^2}$ ,  $Z_2 = \sqrt{R_2^2 + [1/(\omega C_2)]^2}$ ,  $Z_3 = \sqrt{R_3^2 + (\omega L_3)^2}$ .

Согласно первому закону Кирхгофа, общий ток  $I = I_1 + I_2 + I_3$ .

Построение векторной диаграммы (рис. 2.13, б) параллельной цепи удобно начинать с вектора напряжения  $\dot{U}$  (принимают  $\psi_u = 0$ ), поскольку напряжение является общим для всех ветвей. Для

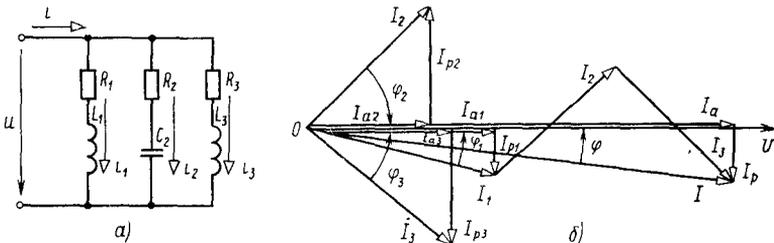


Рис. 2.13. Схема замещения (а) и векторная диаграмма (б) разветвленной цепи

построения векторов токов необходимо знать углы  $\varphi_1$ ,  $\varphi_2$  и  $\varphi_3$  сдвига фаз между напряжением  $U$  и соответствующим током. Из треугольника сопротивлений (см. рис. 2.10, з) очевидны соотношения:

$$\cos \varphi_1 = R_1/Z_1, \quad \cos \varphi_2 = R_2/Z_2, \quad \cos \varphi_3 = R_3/Z_3.$$

Отсюда

$$\varphi_1 = \arccos (R_1/Z_1), \quad \varphi_2 = \arccos (R_2/Z_2), \quad \varphi_3 = \arccos (R_3/Z_3).$$

Строят векторы токов  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$  и осуществляют их геометрическое суммирование по правилу сложения векторов. В результате получают вектор общего тока  $I$ .

Проектируя вектор  $I$  на вектор  $\dot{U}$  и на прямую, перпендикулярную вектору  $\dot{U}$  (см. рис. 2.12, б), получают две составляющие тока: активную  $I_a$  и реактивную  $I_p$ , значения которых находят из треугольника токов:  $I_a = I \cos \varphi$ ,  $I_p = I \sin \varphi$ . Аналогично строят и рассчитывают составляющие токов  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$  рассматриваемой цепи. Учитывая, что реактивные составляющие, обусловленные индуктивностью, положительны, а обусловленные емкостью, отрицательны, определяют общую реактивную составляющую тока

$$I_p = I_{p1} - I_{p2} + I_{p3}.$$

Все активные составляющие совпадают по направлению. Поэтому общая активная составляющая тока

$$I_a = I_{a1} + I_{a2} + I_{a3}.$$

Зная составляющие токов параллельных ветвей, определяют общий ток

$$I = \sqrt{I_a^2 + I_p^2}.$$

Для электрической цепи, содержащей любое число параллельных ветвей, общая реактивная составляющая тока  $I_p = \Sigma I_{pL} - \Sigma I_{pC}$ , общая активная составляющая тока  $I_a = \Sigma I_a$ , общий ток

$$I = \sqrt{(\Sigma I_a)^2 + (\Sigma I_{pL} - \Sigma I_{pC})^2}. \quad (2.26)$$

При расчете сложных электрических цепей часто возникает необходимость преобразовать их в более простые цепи. При параллельном соединении элементов для этого пользуются проводимостями — полными, активными и реактивными.

Рассмотрим параллельную цепь (рис. 2.14, а), первая ветвь которой содержит  $R_1$ - и  $L$ -элементы. Активная составляющая тока этой ветви

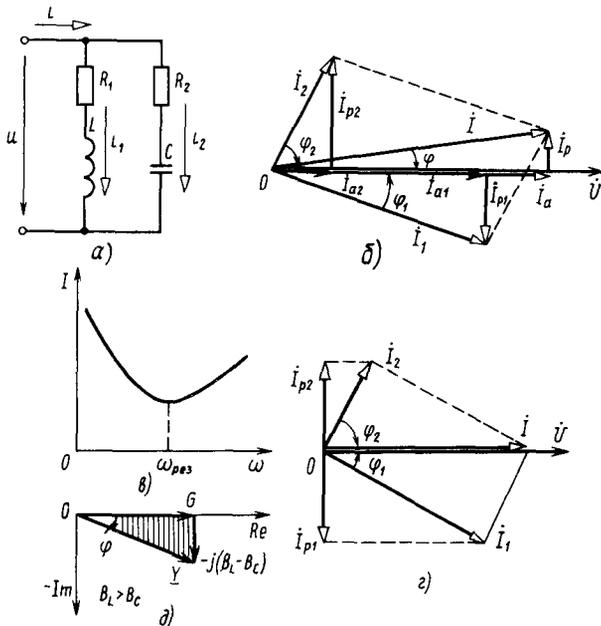


Рис. 2.14. Схема замещения (а) и векторная диаграмма (б) цепи с двумя параллельными ветвями; зависимость общего тока цепи от частоты питающего напряжения (в) и векторная диаграмма в момент резонанса токов (г); треугольник проводимостей (д)

$$I_{a1} = I_1 \cos \varphi_1 = (U/Z_1) (R_1/Z_1) = (R_1/Z_1^2) U = G_1 U, \quad (2.27)$$

где  $Z_1 = \sqrt{R_1^2 + (\omega L)^2}$ ;  $G_1 = R_1/Z_1^2$  — активная проводимость ветви, обусловленная активным сопротивлением.

Реактивная составляющая тока первой ветви

$$I_{p1} = I_1 \sin \varphi_1 = (U/Z_1) (\omega L/Z_1) = (\omega L/Z_1^2) U = B_L U, \quad (2.28)$$

где  $B_L = \omega L/Z_1^2$  — реактивная проводимость ветви, обусловленная индуктивностью.

Ток в ветви

$$I_1 = \sqrt{I_{a1}^2 + I_{p1}^2} = U \sqrt{G_1^2 + B_1^2} = Y_1 U,$$

где  $Y_1 = \sqrt{G_1^2 + B_L^2} = 1/Z_1$  — полная проводимость рассматриваемой ветви.

В комплексной форме проводимость  $\underline{Y}_1 = 1/\underline{Z} = 1/(R_1 + j\omega L)$ . Чтобы избавиться от мнимой величины, входящей в знаменатель, умножим и разделим полученное выражение на сопряженное комплексное число знаменателя ( $R - j\omega L$ ):

$$Y_1 = \frac{1}{R_1 + j\omega L} \frac{R_1 - j\omega L}{R_1 - j\omega L} = \frac{R_1 - j\omega L}{R_1^2 + (\omega L)^2} =$$

$$= \frac{R_1}{Z_1^2} - \frac{j\omega L}{Z_1^2} = G_1 - jB_L.$$

Аналогичные выражения получают для второй ветви рассматриваемой цепи, содержащей  $R_2$ - и  $C$ -элементы:

$$I_{a2} = I_2 \cos \varphi_2 = \frac{U}{Z_2} \frac{R_2}{Z_2} = \frac{R_2}{Z_2^2} U = G_2 U,$$

где  $Z_2 = \sqrt{R_2^2 + [1/(\omega C)]^2}$ ;  $G_2 = R_2/Z_2^2$ ;

$$I_{p2} = I_2 \sin \varphi_2 = \frac{U}{Z_2} \frac{1}{\omega C} \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{\omega C Z_2^2} U = B_C U,$$

где  $B_C = 1/(\omega C Z_2^2)$  — реактивная проводимость ветви, обусловленная емкостью;  $I_2 = \sqrt{I_{a2}^2 + I_{p2}^2} = U \sqrt{G_2^2 + B_C^2} = Y_2 U$ , где

$$Y_2 = \sqrt{G_2^2 + B_C^2} = 1/Z_2.$$

$$\underline{Y}_2 = \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{R_2 - j/(\omega C)} \frac{R_2 + j/(\omega C)}{R_2 + j/(\omega C)} =$$

$$= \frac{R_2}{Z_2^2} + \frac{j/(\omega C)}{Z_2^2} = G_2 + jB_C.$$

Эквивалентная комплексная проводимость  $\underline{Y}_{\Sigma}$  для всей цепи определяется как сумма комплексных проводимостей ветвей (рис. 2.14, д):

$$\underline{Y}_{\Sigma} = \underline{Y}_1 + \underline{Y}_2 = G + j(B_C - B_L),$$

где  $G = G_1 + G_2$ .

Для цепи, состоящей из  $n$  ветвей,

$$\underline{Y}_{\Sigma} = \sum_{n=1}^n \underline{Y}_n = \Sigma G + j(\Sigma B_C - \Sigma B_L).$$

Тогда общий ток параллельной цепи  $I = \dot{U} \underline{Y}_{\Sigma}$ .

## § 2.8. РЕЗОНАНСЫ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ

Резонанс — это явление в электрической цепи, содержащей участки, имеющие индуктивный и емкостный характер, при котором разность фаз напряжения и тока на входе цепи равна нулю

( $\varphi=0$ ), а следовательно,  $\cos \varphi = 1$ . Резонанс может возникнуть только в электрической цепи, содержащей не менее двух различных реактивных элементов — катушку индуктивности и конденсатор. Резонанс сопровождается непрерывным обменом энергией, запасаемой в индуктивной катушке и в конденсаторе. Энергия магнитного поля переходит в энергию электрического поля и, наоборот, энергия электрического поля переходит в энергию магнитного поля. Реактивная энергия циркулирует внутри контура от индуктивного элемента к емкостному, и наоборот. Обмена энергиями между источником и цепью не происходит, и вся энергия, поступающая от источника, расходуется в резистивных элементах, выделяясь в виде тепла.

В электрической цепи могут возникать два вида резонансов: резонанс напряжений и резонанс токов.

**Резонанс напряжений** возникает в электрической цепи, содержащей последовательно соединенные индуктивный и емкостный элементы (см. рис. 2.10, а). Для такой цепи  $\cos \varphi = 1$  в случае равенства индуктивного и емкостного сопротивлений, что очевидно из треугольника сопротивлений (см. рис. 2.10, з), где  $\cos \varphi = R/Z = R/\sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$ . Таким образом, условием резонанса напряжений служит равенство

$$X_L = X_C \text{ или } \omega L = 1/(\omega C). \quad (2.29)$$

Отсюда

$$\omega_{\text{рез}} = 1/\sqrt{LC}, \quad (2.30)$$

и резонансная частота

$$f_{\text{рез}} = 1/(2\pi\sqrt{LC}).$$

Из равенства (2.29) следует, что резонанс наступает при индуктивности  $L = 1/(\omega^2 C)$  и емкости  $C = 1/(\omega^2 L)$ .

При изменении частоты напряжения, питающего последовательную цепь с  $R$ -,  $L$ - и  $C$ -элементами, изменяются ее параметры  $X_L$  и  $X_C$ , а также полное реактивное сопротивление  $X = X_L - X_C$ . На рис. 2.15, а приведены зависимости реактивных сопротивлений ( $X_L$ ,  $X_C$  и  $X$ ) и полного сопротивления  $Z$  от угловой частоты  $\omega$ . Эти зависимости называют *частотными характеристиками*. В интервале частот  $0 \dots \omega_{\text{рез}}$  цепь обладает активно-емкостным характером, при дальнейшем увеличении частоты цепь приобретает активно-индуктивный характер.

Из выражения (2.18) видно, что модуль действующего значения тока

$$I = U/\sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}.$$

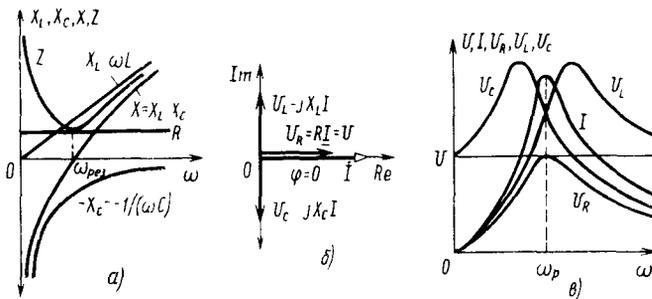


Рис. 2.15. Частотные характеристики (а), векторная диаграмма в момент резонанса напряжений (б) и резонансные кривые (в) последовательной цепи, содержащей R-, L- и C-элементы

Тогда при резонансе напряжений ток  $I = U/R$  и достигает наибольшего значения. При  $X_L = X_C \gg R$  из-за резкого возрастания тока в цепи (а следовательно, и напряжений  $U_L$  и  $U_C$ ) при резонансе напряжений может возникнуть аварийная ситуация.

Падения напряжений на реактивных элементах  $U_L = IX_L$  и  $U_C = IX_C$  при резонансе напряжений становятся равными и могут во много раз превышать напряжение питания. Этим и объясняется название этого явления — резонанс напряжений. Векторная диаграмма цепи при резонансе напряжений приведена на рис. 2.15, б.

Повышение напряжений на реактивных элементах цепи обусловлено увеличением эдс самоиндукции, которая полностью уравновешивается напряжением конденсатора. При больших значениях тока эдс (напряжение на индуктивности) возрастает вследствие увеличения скорости нарастания тока  $di/dt$  и вызывает перенапряжения в электрической цепи.

Как видно из уравнения (2.30), резонансная угловая частота может быть получена в результате изменения как параметра  $L$ , так и параметра  $C$ . Получение резонансной частоты одним из указанных способов приводит к настройке контура в резонанс с частотой питающего напряжения путем изменения частоты собственных колебаний контура. Для достижения резонанса напряжений изменяют либо частоту собственных колебаний контура, доводя ее до частоты питающего напряжения, либо частоту питающего напряжения, доводя ее до частоты собственных колебаний контура. При резонансе

$$X_L = \omega_p L = (1/\sqrt{LC})L = \sqrt{L/C}, \quad X_C = 1/(\omega_p C) = \sqrt{LC/C} = \sqrt{L/C}.$$

Величина  $\sqrt{L/C} = \rho$  имеет размерность сопротивления и называется *характеристическим сопротивлением* контура. Если активное сопротивление меньше характеристического ( $R < \rho$ ), то падение напряжения на реактивных элементах цепи превышает напряжение

питания цепи. Это превышение существенно при малых значениях активных сопротивлений.

**Пример 2.4.** Заданы параметры цепи:  $C = 205$  мкФ; напряжение питания  $U = 220$  В и его частота  $f = 50$  Гц. Определить индуктивность  $L$ , при которой возникнет резонанс напряжений, и рассмотреть влияние значений активного параметра  $R$  на изменение тока и напряжения на отдельных элементах цепи.

Из условия резонанса (2.29) следует:

$$L = 1/(\omega_{\text{рез}}^2 C) = 1/[(2\pi 50)^2 \cdot 205 \cdot 10^{-6}] \approx 0,0495 \text{ Гн.}$$

Характеристическое сопротивление

$$\rho = \sqrt{L/C} = \sqrt{0,0495/(205 \cdot 10^{-6})} \approx 15,53 \text{ Ом.}$$

Предположим, что  $R = 30$  Ом, т. е.  $R > \rho$ . Тогда ток в цепи

$$I = U/R = 220/30 \approx 7,33 \text{ А.}$$

Падение напряжения на реактивных элементах цепи

$$U_L = U_C = \rho I = 15,53 \cdot 7,33 = 113,8 \text{ В.}$$

Падение напряжения на активном элементе  $R$  при резонансе напряжений равно напряжению на входе цепи, т. е.  $U_R = U = 220$  В.

Уменьшим сопротивление  $R$  до значения  $R = \rho$ . Тогда

$$I = 220/15,53 = 14,17 \text{ А; } U_L = U_C = 15,53 \cdot 14,17 = 220 \text{ В.}$$

Следовательно, при  $R = \rho$  в момент резонанса падение напряжения на всех трех элементах ( $R$ ,  $L$  и  $C$ ) составляет 220 В.

Уменьшим сопротивление  $R$  до 5 Ом, т. е. выберем  $R < \rho$ . В этом случае

$$I = 220/5 = 44 \text{ А; } U_L = U_C = 15,53 \cdot 44 = 683 \text{ В.}$$

Таким образом, при  $R < \rho$  падение напряжения на реактивных элементах значительно превышает питающее напряжение. Если продолжать уменьшать сопротивление  $R$ , ток будет возрастать и одновременно будет увеличиваться напряжение на элементах  $L$  и  $C$ . Подобное явление чрезвычайно опасно в электротехнических системах, так как приводит к чрезмерному повышению напряжений (перенапряжениям) в электротехнических устройствах.

В радиотехнических устройствах отношение напряжения на реактивном элементе при резонансе к напряжению на входе контура определяет *добротность контура*

$$D = U_{L_{\text{рез}}}/U = \omega_{\text{рез}} L I_{\text{рез}} / (R I_{\text{рез}}) = \omega_{\text{рез}} L / R = L / (\sqrt{LCR}) = \rho / R,$$

или

$$D = U_{C_{\text{рез}}}/U = I_{\text{рез}} / (\omega_{\text{рез}} C R I_{\text{рез}}) = 1 / (\omega_{\text{рез}} C R) = \sqrt{LC} / (CR) = \rho / R.$$

На рис. 2.15, в даны резонансные кривые для цепи с  $R$ -,  $L$ - и  $C$ -элементами, представляющие собой зависимости  $I$ ,  $U_L$ ,  $U_C$  и  $U_R$  от угловой частоты  $\omega$ . На форму (ширину) резонансной

кривой тока влияет добротность контура: чем она больше, тем уже (острее) резонансная кривая тока.

Резонанс токов возникает в электрической цепи, если в ней имеются параллельные ветви, одна из которых содержит индуктивный элемент, а другая — емкостный.

Вернемся к электрической цепи, схема замещения которой приведена на рис. 2.14, а. Для этой цепи рассмотрим векторную диаграмму (см. рис. 2.14, б). При резонансе ток  $i$  до разветвления совпадает по фазе ( $\varphi = 0$ ) с напряжением  $u$  (рис. 2.14, г). Из треугольника проводимостей (рис. 2.14, д) имеем

$$\cos \varphi = G/Y = G/\sqrt{G^2 + (B_C - B_L)^2}.$$

Отсюда видно, что резонанс токов ( $\cos \varphi = 1$ ) наступает при  $B_L = B_C$ , т. е. при условии равенства реактивных составляющих полной проводимости параллельных ветвей цепи. Это означает, что при резонансе токов модули реактивных составляющих токов в параллельных ветвях цепи должны быть равны. Тогда реактивная составляющая  $I_p$  тока в цепи до разветвления будет равна нулю. Следовательно, в цепи, схема которой приведена на рис. 2.14, а, резонанс наступит при условии:  $I_{p1} = I_{p2}$ . С учетом уравнений (2.28) и (2.29) это условие принимает вид

$$(\omega_{\text{рез}} L / Z_1^2) U = [1 / (\omega_{\text{рез}} C Z_2^2)] U$$

или

$$\frac{\omega_{\text{рез}} L}{R_1^2 + (\omega_{\text{рез}} L)^2} = \frac{1 / (\omega_{\text{рез}} C)}{R_2^2 + [1 / (\omega_{\text{рез}} C)]^2}.$$

Решая данное равенство относительно резонансной угловой частоты  $\omega_{\text{рез}}$ , получают

$$\omega_{\text{рез}} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{L/C - R_1^2}{L/C - R_2^2}} \quad (2.31)$$

В случае, когда сопротивления  $R_1$  и  $R_2$  малы и ими можно пренебречь,  $\omega_{\text{рез}} = 1/\sqrt{LC}$  и резонансная частота параллельной цепи с идеальными реактивными элементами определяется тем же уравнением, что и резонансная частота последовательной цепи [см. (2.30)].

В параллельных цепях, содержащих  $L$ - и  $C$ -элементы, энергия магнитного поля передается от индуктивного элемента конденсатору, где она переходит в энергию электрического поля; затем энергия электрического поля конденсатора передается индуктивному элемен-

нту, где переходит в энергию магнитного поля, и процесс повторяется. Обмен энергией между реактивными элементами происходит непосредственно между параллельными ветвями, минуя источник, в то время как при резонансе напряжений обмен энергией осуществляется через источник. Как и при резонансе напряжений, вся энергия, получаемая от источника, в данном случае выделяется в виде тепла на резисторах, так как при резонансе токов

$$Q_L = U^2 B_L = Q_C = U^2 B_C,$$

где  $Q_L$  и  $Q_C$  — реактивные мощности индуктивного и емкостного элементов. Отсюда реактивная мощность цепи  $Q = Q_L - Q_C = 0$ ,

а полная мощность цепи  $S = \sqrt{P^2 + Q^2} = P$ .

Зависимость тока  $I$  от частоты  $\omega$  показана на рис. 2.14, *в*, а вторная диаграмма в момент резонанса токов — на рис. 2.14, *г*.

При резонансе токов ток в неразветвленной части цепи имеет наименьшее значение, в то время как при резонансе напряжений ток в цепи достигает наибольшего значения. Однако токи в параллельных ветвях при резонансе токов могут значительно превышать ток в неразветвленной части цепи, чем и объясняется название данного резонанса. Повышения напряжения на участках цепи при резонансе токов не происходит, поэтому в отличие от резонанса напряжений не возникает опасности для электротехнического оборудования.

### § 2.9. ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКОЕ ЗНАЧЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ И СПОСОБЫ ЕГО ПОВЫШЕНИЯ

Коэффициент мощности  $\cos \varphi$  показывает, какую часть общей (полной) мощности источника составляет полезная (активная) мощность, используемая приемником [см. формулу (2.21)]. Соотношение между полной и активной мощностями зависит от самого приемника и условий его эксплуатации. В случае, когда нагрузкой служат лампы накаливания или некоторые нагревательные приборы, принято считать, что вся энергия, поступающая от источника, полностью расходуется в нагрузке. При этом полная и активная мощности равны ( $S = P$ ) и коэффициент мощности максимален ( $\cos \varphi = 1$ ). Однако подавляющее большинство промышленных электротехнических устройств обладают не только активной мощностью, но и реактивной, которая обусловлена наличием в цепях переменных магнитных полей.

Реактивная мощность мало зависит от эксплуатационной нагрузки электротехнического устройства, в то время как зависимость от нее активной мощности весьма существенна. Поэтому соотношение между полной и активной мощностями меняется в процессе эксплуатации электротехнического устройства, что приводит к изменению коэффициента мощности. Например,  $\cos \varphi$  асинхронных

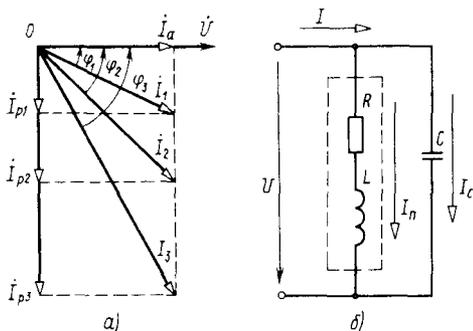


Рис. 2.16. Векторная диаграмма (а) для различных значений  $\cos \varphi$ , зависящих от изменения реактивной мощности, и схема подключения конденсатора (б) для повышения  $\cos \varphi$  ( $I_n$  — ток потребителя)

сти. При этом активная составляющая тока остается неизменной. На рис. 2.16, а показана векторная диаграмма токов, обусловленных нагрузкой, активная мощность которой постоянна ( $P = \text{const}$ ,  $I_a = \text{const}$ ), а реактивная изменяется ( $Q_1 < Q_2 < Q_3$ ), так как изменяется реактивная составляющая тока. Как видно из рисунка, наиболее благоприятный режим работы соответствует  $\cos \varphi = 1$  ( $\varphi = 0$ ). В этом случае ток, потребляемый нагрузкой, равен его активной составляющей ( $I = I_a$ ). Одним из способов повышения  $\cos \varphi$  является подключение параллельно электрическим системам конденсаторных батарей (рис. 2.16, б). Рассмотрим, как выбрать емкость подключаемых конденсаторов.

**Пример 2.5.** Заданы: активная мощность однофазного потребителя  $P = 60$  кВт, коэффициент мощности  $\cos \varphi = 0,6$ , питающее напряжение  $U = 380$  В. Рассчитать емкость подключаемых конденсаторов, необходимую для повышения  $\cos \varphi$  до 0,95.

До подключения конденсаторов ( $\cos \varphi = 0,6$ ):

$$\text{полная мощность потребителя } S_1 = P / \cos \varphi = 60 / 0,6 = 100 \text{ кВ} \cdot \text{А};$$

$$\text{реактивная мощность потребителя } Q_1 = \sqrt{S_1^2 - P^2} = \sqrt{100^2 - 60^2} = 80 \text{ квар.}$$

После подключения конденсаторов ( $\cos \varphi = 0,95$ ):

$$\text{полная мощность потребителя } S_2 = 60 / 0,95 \approx 63,2 \text{ кВ} \cdot \text{А};$$

$$\text{реактивная мощность потребителя } Q_2 = \sqrt{S_2^2 - P^2} = \sqrt{63,2^2 - 60^2} \approx 19,7 \text{ квар.}$$

Следовательно, требуемая мощность подключаемых конденсаторов должна составлять  $Q_C = Q_1 - Q_2 = 80 - 19,7 = 60,3$  квар.

Учитывая, что  $Q_C = X_C I_C^2 = \omega C U^2$ , получают искомую емкость  $C = Q_C / (\omega U^2) = (60,3 \cdot 10^3 / 314 \cdot 380^2) \cdot 10^6 \approx 1333$  мкФ.

Емкость конденсаторов можно рассчитать и другим способом. Из треугольника мощностей (см. рис. 2.10, е) следует, что реактивная мощность  $Q = P \operatorname{tg} \varphi$  и  $Q_1 =$

двигателей электрического привода станочного оборудования в диапазоне нагружения от холостого хода до номинальной может изменяться примерно от 0,3 до 0,9. Так как обеспечить непрерывную номинальную нагрузку не всегда удастся, то асинхронные двигатели понижают коэффициент мощности промышленных предприятий, а следовательно, отрицательно влияют на экономику производства.

При заданной активной мощности потребителя ток в сети тем меньше, чем больше коэффициент мощно-

$= P \operatorname{tg} \varphi_1$ ,  $Q_2 = P \operatorname{tg} \varphi_2$ ,  $Q_C = P (\operatorname{tg} \varphi_1 - \operatorname{tg} \varphi_2)$ , где  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  — углы сдвига фаз между током и напряжением до и после подключения конденсаторов.

Тогда полученное уравнение для расчета емкости конденсаторов принимает вид

$$C = P (\operatorname{tg} \varphi_1 - \operatorname{tg} \varphi_2) / (\omega U^2). \quad (2.32)$$

### § 2.10. АНАЛИЗ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ СО СМЕШАННЫМ СОЕДИНЕНИЕМ НАГРУЗОК И РАЗВЕТВЛЕННЫХ ЦЕПЕЙ С НЕСКОЛЬКИМИ ИСТОЧНИКАМИ

**Цепь с одним источником питания и смешанным соединением элементов.** Схема замещения такой цепи приведена на рис. 2.17, а. Для большей наглядности задаются параметрами цепи и питающим напряжением.

**Пример 2.6.** Задано:  $U = 120$  В;  $R_1 = 10$  Ом;  $R_2 = 24$  Ом;  $R_3 = 15$  Ом;  $L_1 = 19,1$  мГн;  $L_3 = 63,5$  мГн;  $C_2 = 455$  мкФ;  $f = 50$  Гц. Требуется определить токи  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$  в цепи, мощности  $S$ ,  $P$ ,  $Q$  и построить векторную диаграмму.

Для расчета применяют комплексные числа, что значительно упрощает решение задачи. Комплексные сопротивления ветвей в алгебраической и показательной форме:

$$\begin{aligned} \underline{Z}_1 &= R_1 + j\omega L_1 = 10 + j2\pi 50 \cdot 19,1 \cdot 10^{-3} = 10 + j6 = \sqrt{10^2 + 6^2} e^{j \arctg(6/10)} = \\ &= 11,6 e^{j31^\circ} \text{ Ом}; \end{aligned}$$

$$\underline{Z}_2 = R_2 - j(1/\omega C_2) = 24 - j7 = \sqrt{24^2 + 7^2} e^{-j \arctg(7/24)} = 25 e^{-j16^\circ 15'} \text{ Ом};$$

$$\underline{Z}_3 = R_3 + j\omega L_3 = 15 + j20 = \sqrt{15^2 + 20^2} e^{j \arctg(20/15)} = 25 e^{j53^\circ 5'}. \text{ Ом.}$$

Эквивалентное комплексное сопротивление всей цепи

$$\begin{aligned} \underline{Z}_{\text{эк}} &= \underline{Z}_1 + [\underline{Z}_2 \underline{Z}_3 / (\underline{Z}_2 + \underline{Z}_3)] = (10 + j6) + [(24 - j7)(15 + j20) / (39 + j13)] = \\ &= 24,4 + j10,8 = 26,7 e^{j23^\circ 55'} \text{ Ом.} \end{aligned}$$

Ток в неразветвленной части цепи  $I_1 = \dot{U} / \underline{Z}_{\text{эк}} = 120 / (26,7 e^{j23^\circ 55'}) = 4,5 e^{-j23^\circ 55'}$  А.

Токи в параллельных ветвях:

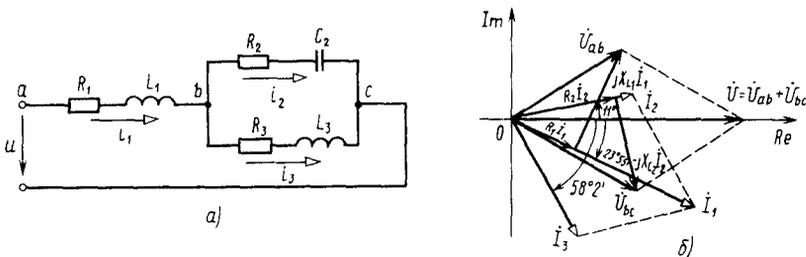


Рис. 2.17. Разветвленная цепь с одним источником питания и смешанным соединением элементов:

а — схема замещения; б — векторная диаграмма

$$I_2 = \dot{U}_{bc}/Z_2 = I_1 Z_3 / (Z_2 + Z_3) = 4,5 e^{-j23^\circ 55'} \cdot 25 e^{j53^\circ 5'} / 41,1 e^{j18^\circ 50'} = 2,74 e^{j11^\circ} \text{ А,}$$

$$I_3 = \dot{U}_{bc}/Z_3 = I_1 Z_2 / (Z_2 + Z_3) = 4,5 e^{-j23^\circ 55'} \cdot 25 e^{-j16^\circ 15'} / 41,1 e^{j18^\circ 50'} = 2,74 e^{-j58^\circ 2'} \text{ А.}$$

Полная мощность цепи  $\underline{S} = \dot{U} \dot{I}_1 = 120 \cdot 4,5 e^{j23^\circ 55'} = 540 e^{j23^\circ 55'}$  В А, ее активная составляющая  $P = 540 \cos 23^\circ 55' = 494$  Вт и реактивная  $Q = 540 \sin 23^\circ 55' = 218$  вар.

Векторная диаграмма приведена на рис. 2.17, б.

**Разветвленная цепь с несколькими источниками питания.** Схема замещения такой цепи показана на рис. 2.18. Анализ (расчет) подобных линейных цепей производят с помощью комплексных чисел любым из методов, рассмотренных в гл. 1. Пусть известны параметры цепи и эдс источников. Требуется определить токи в ветвях. Задача решается в такой последовательности:

1. Выражают эдс источников и сопротивления ветвей в виде комплексных значений  $\dot{E}_1, \dot{E}_2, \underline{Z}_1, \underline{Z}_2, \underline{Z}_3$ .

2. Выбирают метод расчета, например метод межузловых напряжений.

3. Определяют согласно (1.24) напряжение между узлами *a* и *b*:

$$\dot{U}_{ab} = (\dot{E}_1 \underline{Y}_1 + \dot{E}_2 \underline{Y}_2) / (\underline{Y}_1 + \underline{Y}_2 + \underline{Y}_3),$$

где  $\underline{Y}_1 = 1/\underline{Z}_1$ ,  $\underline{Y}_2 = 1/\underline{Z}_2$  и  $\underline{Y}_3 = 1/\underline{Z}_3$  — комплексные проводимости ветвей.

4. Находят токи в ветвях (условные положительные направления токов принимаем от узла *b* к узлу *a*):

$$\dot{I}_1 = (\dot{E}_1 - \dot{U}_{ab}) \underline{Y}_1, \quad \dot{I}_2 = (\dot{E}_2 - \dot{U}_{ab}) \underline{Y}_2, \quad \dot{I}_3 = (0 - \dot{U}_{ab}) \underline{Y}_3.$$

**Пример 2.7.** Заданы параметры цепи (рис. 2.18)  $e_1 = 212 \sin(\omega t + 30^\circ)$  В;  $e_2 = 212 \sin \omega t$  В;  $R_1 = 8$  Ом;  $C_1 = 212$  мкФ;  $R_2 = 10$  Ом;  $L_2 = 32$  мГн;  $R_3 = 7$  Ом;  $L_3 = 32$  мГн;  $f = 50$  Гц. Определить токи в ветвях

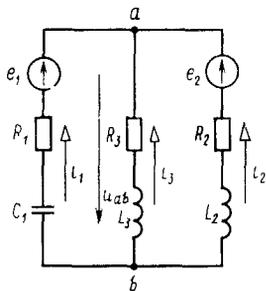


Рис. 2.18. Схема замещения разветвленной цепи с несколькими источниками питания

$$\text{Комплексные эдс источников: } \dot{E}_1 = (212/\sqrt{2}) e^{j30^\circ} \approx 150 e^{j30^\circ} = (130 + j75) \text{ В; } \dot{E}_2 = 212/\sqrt{2} \approx 150 \text{ В.}$$

Комплексные сопротивления ветвей:

$$\underline{Z}_1 = R_1 - j/(\omega C_1) = 8 - j10^6/(314 \cdot 212) \approx 8 - j15 \approx 17 e^{-j62^\circ} \text{ Ом,}$$

$$\underline{Z}_2 = R_2 + j\omega L_2 = 10 + j314 \cdot 32 \cdot 10^{-3} \approx 10 + j10 \approx 14,14 e^{j45^\circ} \text{ Ом,}$$

$$\underline{Z}_3 = R_3 + j\omega L_3 = 7 + j314 \cdot 32 \cdot 10^{-3} \approx 7 + j10 \approx 12,2 e^{j55^\circ} \text{ Ом}$$

Напряжение между узлами *a* и *b*

$$\dot{U}_{ab} = \frac{\dot{E}_1(1/\underline{Z}_1) + \dot{E}_2(1/\underline{Z}_2)}{1/\underline{Z}_1 + 1/\underline{Z}_2 + 1/\underline{Z}_3} = \frac{150e^{j30^\circ}/(17e^{-j62^\circ}) + 150/(14,14e^{j45^\circ})}{1/(17e^{-j62^\circ}) + 1/(14,14e^{j45^\circ}) + 1/(12,2e^{j55^\circ})} = 7,3e^{j10^\circ}/(0,136 \times e^{-j26^\circ}) \approx 53,7e^{j36^\circ} \approx (43,4 + j31,6) \text{ В.}$$

Токи в ветвях:

$$I_1 = (\dot{E}_1 - \dot{U}_{ab})/\underline{Z}_1 = (130 + j75 - 43,4 - j31,6)/(17e^{-j62^\circ}) \approx 96,9e^{j26^\circ}/(17e^{-j62^\circ}) \approx 5,7e^{j88^\circ} \text{ А,}$$

$$I_2 = (\dot{E}_2 - \dot{U}_{ab})/\underline{Z}_2 = (150 - 43,4 - j31,6)/(14,14e^{j45^\circ}) \approx 111e^{-j16,5^\circ}/(14,14e^{j45^\circ}) \approx 7,9e^{-j61,5^\circ} \text{ А,}$$

$$I_3 = -\dot{U}_{ab}/\underline{Z}_3 = -53,7e^{j36^\circ}/(12,2e^{j55^\circ}) \approx -4,4e^{-j19^\circ} \text{ А.}$$

## § 2.11. ЛИНЕЙНЫЙ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИК

Четырехполусником называют часть электрической цепи, имеющую две пары зажимов, которые могут быть входными или выходными. Четырехполусники бывают *активными* и *пассивными*. Активным является четырехполусник, содержащий источники электрической энергии. Пассивный четырехполусник не содержит источников электрической энергии и состоит только из нагрузочных элементов  $R$ ,  $L$  и  $C$ . Различают также *линейные* и *нелинейные* четырехполусники. Линейный четырехполусник содержит только линейные элементы. Нелинейный помимо линейных элементов содержит также и нелинейные. В данном параграфе будут рассмотрены пассивные линейные четырехполусники.

На рис. 2.19, *а* показано условное графическое изображение пассивного четырехполусника. Зажимы 1-1 являются входными, а зажимы 2-2 — выходными. Соответственно величины  $u_1$  и  $i_1$  — входные напряжение и ток, а величины  $u_2$  и  $i_2$  — выходные. В случае симметричного четырехполусника режим его работы не зависит от того, какие из двух пар зажимов являются входными, а какие — выходными. В случае же несимметричного четырехполусника необходимо четко определить входные и выходные зажимы.

Теория пассивного четырехполусника устанавливает математи-

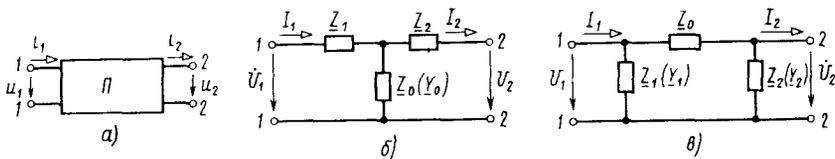


Рис. 2.19. Пассивный четырехполусник:

*а* — условное графическое изображение; *б* — Т-образная и *в* — П-образная схемы замещения

ческие связи между комбинациями напряжений и токов, которые связаны друг с другом системой из двух линейных уравнений. В зависимости от того, какие две величины из четырех  $u_1, i_1, u_2, i_2$  для четырехполюсника являются независимыми (заданными), а какие — зависимыми от них, различают шесть систем уравнений. В электротехнике основной является система уравнений пассивного четырехполюсника, которая позволяет с помощью коэффициентов (параметров четырехполюсника) выразить значения напряжения  $\dot{U}_1$  и тока  $\dot{I}_1$  (зависимых величин) на его входе через заданные значения напряжения  $\dot{U}_2$  и тока  $\dot{I}_2$  (независимых величин) на его выходе:

$$\begin{aligned}\dot{U}_1 &= \underline{A}\dot{U}_2 + \underline{B}\dot{I}_2, \\ \dot{I}_1 &= \underline{C}\dot{U}_2 + \underline{D}\dot{I}_2,\end{aligned}\quad (2.33)$$

где коэффициенты  $\underline{A}$  и  $\underline{D}$  — безразмерные; параметр  $\underline{B}$  имеет размерность сопротивления, параметр  $\underline{C}$  — размерность проводимости;  $\underline{A}, \underline{B}, \underline{C}, \underline{D}$  — комплексные величины. Определение параметров четырехполюсника, схема которого неизвестна, производится экспериментально по результатам проведения режимов холостого хода и короткого замыкания на выходе. Согласно (2.33), при холостом ходе ( $\dot{I}_2 = 0$ )

$$\dot{U}_{1x} = \underline{A}\dot{U}_{2x}, \quad \dot{I}_{1x} = \underline{C}\dot{U}_{2x}.$$

Отсюда

$$\begin{aligned}\underline{A} &= \dot{U}_{1x}/\dot{U}_{2x}, \quad \underline{C} = \dot{I}_{1x}/\dot{U}_{2x}, \\ \underline{A}/\underline{C} &= \dot{U}_{1x}/\dot{I}_{1x} = \underline{Z}_{1x},\end{aligned}\quad (2.34)$$

где  $\underline{A}$  — величина, обратная коэффициенту усиления по напряжению;  $\underline{C}$  — проходная проводимость;  $\underline{Z}_{1x}$  — входное сопротивление четырехполюсника со стороны зажимов 1-1 при разомкнутых зажимах 2-2.

При коротком замыкании ( $U_2 = 0$ )

$$\dot{U}_{1x} = \underline{B}\dot{I}_{2x}, \quad \dot{I}_{1x} = \underline{D}\dot{I}_{2x}.$$

Отсюда

$$\begin{aligned}\underline{B} &= \dot{U}_{1x}/\dot{I}_{2x}, \quad \underline{D} = \dot{I}_{1x}/\dot{I}_{2x}, \\ \underline{B}/\underline{D} &= \dot{U}_{1x}/\dot{I}_{1x} = \underline{Z}_{1x},\end{aligned}\quad (2.35)$$

где  $\underline{B}$  — проходное сопротивление;  $\underline{D}$  — величина, обратная коэффициенту усиления по току;  $\underline{Z}_{1x}$  — входное сопротивление четырехполюсника со стороны зажимов 1-1 при закороченных зажимах 2-2.

Поскольку линейный пассивный четырехполюсник обладает

свойством обратимости (параметры четырехполюсника остаются неизменными), значения коэффициентов  $\underline{A}$ ,  $\underline{B}$ ,  $\underline{C}$ ,  $\underline{D}$  не зависят от того, с какой стороны подается питание на четырехполюсник. Следовательно, при питании его со стороны зажимов 2-2 и подключении нагрузки к зажимам 1-1 система уравнений (2.33) принимает вид

$$\begin{aligned}\dot{U}_2 &= \underline{D}\dot{U}'_1 + \underline{B}\dot{I}'_1, \\ \dot{I}_2 &= \underline{C}\dot{U}'_1 + \underline{A}\dot{I}'_1.\end{aligned}\quad (2.36)$$

Для режима холостого хода со стороны зажимов 1-1 ( $\dot{I}'_1=0$ ) преобразуют (2.36) к виду  $\dot{U}_{2x} = \underline{D}\dot{U}'_{1x}$ ,  $\dot{I}_{2x} = \underline{C}\dot{U}'_{1x}$ . Отсюда

$$\dot{U}_{2x}/\dot{I}_{2x} = \underline{Z}_{2x} = \underline{D}/\underline{C}, \quad (2.37)$$

где  $\underline{Z}_{2x}$  — входное сопротивление четырехполюсника со стороны зажимов 2-2 при разомкнутых зажимах 1-1.

Параметры пассивного четырехполюсника связаны уравнением

$$\underline{A}\underline{D} - \underline{B}\underline{C} = 1. \quad (2.38)$$

Решая совместно уравнения (2.34)—(2.38), получают:

$$\begin{aligned}\underline{A} &= \underline{Z}_{1x}/\sqrt{\underline{Z}_{2x}(\underline{Z}_{1x} - \underline{Z}_{1x})}, & \underline{C} &= \underline{A}/\underline{Z}_{1x}, \\ \underline{B} &= \underline{A}\underline{Z}_{2x}\underline{Z}_{1x}/\underline{Z}_{1x}, & \underline{D} &= \underline{A}\underline{Z}_{2x}/\underline{Z}_{1x}.\end{aligned}\quad (2.39)$$

Для симметричного четырехполюсника ( $\underline{Z}_{1x} = \underline{Z}_{2x}$ ,  $\underline{Z}_{1x} = \underline{Z}_{2x}$ )

$$\underline{A} = \underline{D} = \sqrt{\underline{Z}_{1x}/(\underline{Z}_{1x} - \underline{Z}_{1x})}, \quad \underline{B} = \underline{A}\underline{Z}_{1x}, \quad \underline{C} = \underline{A}/\underline{Z}_{1x}.$$

Из пяти других систем уравнений пассивного четырехполюсника наиболее часто встречаются следующие:

в  $Z$ -параметрах

$$\begin{aligned}\dot{U}_1 &= \underline{Z}_{11}\dot{I}_1 + \underline{Z}_{12}\dot{I}_2, \\ \dot{U}_2 &= \underline{Z}_{21}\dot{I}_1 + \underline{Z}_{22}\dot{I}_2;\end{aligned}$$

в  $Y$ -параметрах

$$\begin{aligned}\dot{I}_1 &= \underline{Y}_{11}\dot{U}_1 - \underline{Y}_{12}\dot{U}_2, \\ \dot{I}_2 &= \underline{Y}_{21}\dot{U}_1 - \underline{Y}_{22}\dot{U}_2;\end{aligned}$$

в  $H$ -параметрах

$$\begin{aligned}\dot{U}_1 &= \underline{H}_{11}\dot{I}_1 + \underline{H}_{12}\dot{U}_2, \\ -\dot{I}_2 &= \underline{H}_{21}\dot{I}_1 + \underline{H}_{22}\dot{U}_2.\end{aligned}$$

$\underline{Z}$ -,  $\underline{Y}$ -  $\underline{H}$ -параметры определяются через  $\underline{A}$   $\underline{B}$   $\underline{C}$   $\underline{D}$ -параметры. Уравнения четырехполюсника в  $Y$ - и  $H$ -параметрах широко применяются в полупроводниковой электронике.

Любой линейный пассивный четырехполюсник может быть представлен схемой замещения. Применяются две основные схемы: Т-образная (рис. 2.19, б) и П-образная (рис. 2.19, в).

В случае Т-образной схемы замещения

$$\underline{Z}_{1x} = \underline{Z}_1 + \underline{Z}_0, \quad \underline{Z}_{1x} = \underline{Z}_1 + \underline{Z}_0 \underline{Z}_2 / (\underline{Z}_0 + \underline{Z}_2), \quad \underline{Z}_{2x} = \underline{Z}_2 + \underline{Z}_0.$$

Согласно (2.39),

$$\begin{aligned} \underline{A} &= 1 + \underline{Z}_1 / \underline{Z}_0, & \underline{C} &= 1 / \underline{Z}_0, \\ \underline{B} &= \underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 + \underline{Z}_1 \underline{Z}_2 / \underline{Z}_0, & \underline{D} &= 1 + \underline{Z}_2 / \underline{Z}_0. \end{aligned} \quad (2.40)$$

Совместное решение уравнений (2.40) дает

$$\underline{Z}_0 = 1 / \underline{C}, \quad \underline{Z}_1 = (\underline{A} - 1) / \underline{C}, \quad \underline{Z}_2 = (\underline{D} - 1) / \underline{C}.$$

Аналогично, для П-образной схемы

$$\begin{aligned} \underline{Z}_{1x} &= \frac{\underline{Z}_1 (\underline{Z}_0 + \underline{Z}_2)}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 + \underline{Z}_0} = \underline{Z}_{1x} = \frac{\underline{Z}_1 \underline{Z}_0}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_0}, & \underline{Z}_{2x} &= \frac{\underline{Z}_2 (\underline{Z}_0 + \underline{Z}_1)}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 + \underline{Z}_0}, \\ \underline{A} &= 1 + \underline{Z}_0 / \underline{Z}_2, & \underline{C} &= 1 / \underline{Z}_1 + 1 / \underline{Z}_2 + \underline{Z}_0 / (\underline{Z}_1 \underline{Z}_2), \\ \underline{B} &= \underline{Z}_0, & \underline{D} &= 1 + \underline{Z}_0 / \underline{Z}_1. \end{aligned} \quad (2.41)$$

Совместное решение уравнений (2.41) дает

$$\underline{Z}_0 = \underline{B}, \quad \underline{Z}_1 = \underline{B} / (\underline{D} - 1), \quad \underline{Z}_2 = \underline{B} / (\underline{A} - 1).$$

Рассматривая четырехполюсники как устройство, через которое передается энергия от источника к приемнику, их характеризуют передаточной функцией — коэффициентами передачи по напряжению

$$K_U = \dot{U}_2 / \dot{U}_1 = \underline{Z}_H / (\underline{A} \underline{Z}_H + \underline{B})$$

и по току

$$K_I = \dot{I}_2 / \dot{I}_1 = 1 / (\underline{C} \underline{Z}_H + \underline{D}),$$

где  $\underline{Z}_H$  — комплексное полное сопротивление нагрузки.

В случае, когда четырехполюсник является усилительным устройством, коэффициенты передачи по напряжению и току называют соответственно коэффициентами усиления по напряжению и току.

#### Контрольные вопросы

1. Какими параметрами характеризуются синусоидальные эдс, напряжения и токи?
2. Какими уравнениями и графиками могут быть представлены синусоидальные эдс, напряжения и токи?

3. Как определить действующее значение синусоидального тока?
4. Как представить синусоидальные электрические величины в векторной форме?
5. Как выполнить сложение и вычитание синусоидальных электрических величин с помощью векторов?
6. Как выражаются уравнениями и изображаются графически комплексные величины синусоидальных эдс, напряжений и токов?
7. Как осуществляется переход из временной области на комплексную плоскость синусоидально изменяющихся электрических величин?
8. Какие электрические процессы протекают в цепи с резистором, питаемой синусоидальным напряжением?
9. Какие электромагнитные процессы протекают в цепи с индуктивностью, питаемой синусоидальным напряжением?
10. Какие электрические процессы протекают в цепи с конденсатором, питаемой синусоидальным напряжением?
11. Запишите выражения для индуктивного и емкостного сопротивлений. Как записать выражения для этих сопротивлений в комплексной форме?
12. Какие мощности называют активной и реактивной, при наличии каких элементов в цепи они возникают?
13. Какими графиками изображают мгновенную мощность для различных элементов цепи?
14. Запишите формулы для комплексного сопротивления цепи с последовательным соединением  $R$ - и  $L$ -,  $R$ - и  $C$ -,  $R$ -,  $L$ - и  $C$ -элементов.
15. Какие энергетические процессы протекают в последовательной цепи, содержащей  $R$ -,  $L$ - и  $C$ -элементы?
16. Как определить полное сопротивление последовательной цепи, содержащей  $R$ -,  $L$ - и  $C$ -элементы?
17. Объясните, как найти угол  $\varphi$  сдвига фаз между током и напряжением?
18. Запишите формулу для комплексной проводимости цепи и объясните, что понимают под активной, реактивной и полной проводимостями?
19. Что характеризует коэффициент мощности  $\cos \varphi$ ?
20. Какая существует связь между активной  $P$ , реактивной  $Q$  и полной  $S$  мощностями и в каких единицах они выражаются?
21. В каком контуре и при каких условиях возникает резонанс напряжений?
22. Может ли на участках последовательной цепи с  $R$ -,  $L$ - и  $C$ -элементами возникнуть напряжение, превышающее напряжение питания цепи?
23. Почему при резонансе напряжений ток в цепи достигает наибольшего значения?
24. Как определяется эквивалентная проводимость цепи из двух параллельных ветвей, содержащих  $R$ -,  $L$ - и  $C$ -элементы?
25. Какой режим электрической цепи называют резонансом токов, при каких условиях он возникает?
26. Какое влияние оказывает коэффициент мощности  $\cos \varphi$  на эффективность работы электроустановок?
27. Какое устройство называется четырехполосником? Запишите основные уравнения четырехполосника.
28. В каких единицах измеряют  $A$ -,  $B$ -,  $C$ - и  $D$ -коэффициенты четырехполосника и с помощью каких опытов определяют?
29. Какими схемами замещения можно представить линейный пассивный четырехполосник и как определить параметры этих схем?

АНАЛИЗ ТРЕХФАЗНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

§ 3.1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ.  
СПОСОБЫ СОЕДИНЕНИЯ ОБМОТК ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ  
ТРЕХФАЗНОЙ ЦЕПИ. ЛИНЕЙНЫЕ И ФАЗНЫЕ НАПРЯЖЕНИЯ

Основой электроснабжения потребителей электрической энергии является трехфазная система токов. Эта система по сравнению с однофазными обладает рядом преимуществ. Она обеспечивает: получение кругового вращающегося магнитного поля, которое используют в электрических машинах переменного тока; создание двух различных по значению напряжений от общего источника; эффективную передачу электрической энергии на большие расстояния и пр.

*Трехфазной системой* электрических цепей называют такую систему, в которой действуют три синусоидальные эдс одинаковой частоты и амплитуды, сдвинутые друг относительно друга по фазе на угол  $2\pi/3$  ( $120^\circ$ ) и создаваемые общим источником энергии. Основным источником энергии является трехфазный синхронный генератор.

Мгновенные значения эдс трехфазного источника:

$$e_A = E_m \sin \omega t, \quad e_B = E_m \sin (\omega t - 120^\circ), \\ e_C = E_m \sin (\omega t + 120^\circ),$$

где  $-120^\circ$  — начальная фаза эдс  $e_B$  ( $\psi_{eB}$ );  $+120^\circ$  — начальная фаза эдс  $e_C$  ( $\psi_{eC}$ ). Такую систему эдс называют

*симметричной*. Временная и векторная диаграммы эдс трехфазной симметричной системы приведены на рис. 3.1.

Часть трехфазной системы, в которой может протекать один из ее токов, называется *фазой* (фазы *A, B, C*). Следовательно, трехфазная система состоит из трех однофазных систем.

Обмотки трехфазных источников питания (например, синхронного генератора), соединенные между собой в определенную схему, образуют так называемую связанную систему. Суще-

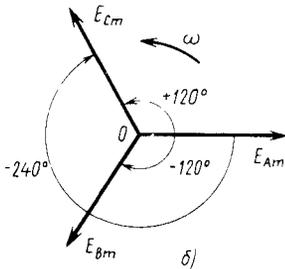
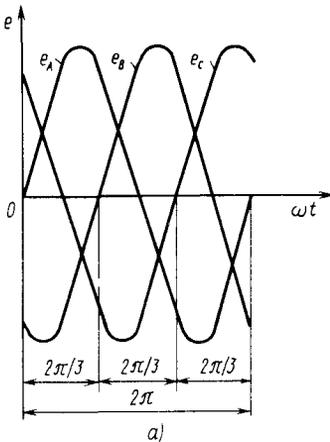


Рис. 3.1. Временная (а) и векторная (б) диаграммы эдс трехфазной симметричной системы

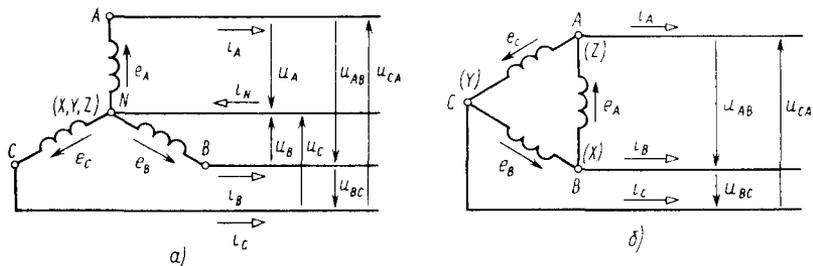


Рис. 3.2. Схемы соединения обмоток трехфазного генератора звездой (а) и треугольником (б)

ствует два способа соединения обмоток: звездой и треугольником. При соединении обмоток источника питания (генератора, трансформатора) звездой (рис. 3.2, а) концы обмоток  $(X, Y, Z)$  всех трех фаз объединяют в одну общую точку  $N$ , называемую нейтральной. От начала обмоток  $A, B, C$  и нейтральной точки  $N$  выводят провода, по которым энергия подается приемникам (потребителям). Провода, соединяющие начала обмоток источника питания и приемника, называют линейными, а провод, соединяющий нейтральные точки источника питания и приемника, — *нейтралью*. Может быть создана как четырехпроводная система питания, так и трехпроводная (при отсутствии нейтрального провода). Трехпроводную систему применяют при передаче электрической энергии по воздушным и кабельным линиям передачи, четырехпроводную — для внутриводовских сетей, которые непосредственно питают потребителей, и для питания жилых домов.

Напряжения  $u_{AB}, u_{BC}, u_{CA}$  (рис. 3.2, а) между линейными проводами называют *линейными напряжениями*, а токи  $i_A, i_B, i_C$  в линейных проводах — *линейными токами*. Напряжения  $u_A, u_B, u_C$  между нейтральным проводом и соответствующим линейным проводом называют *фазными напряжениями*. Временная и векторная диаграммы фазных напряжений имеют тот же вид, что и диаграммы эдс, приведенные на рис. 3.1.

При соединении обмоток источника питания (генератора, трансформатора) треугольником объединяют в одну общую точку начало и конец соответствующих фаз:  $X$  и  $B, Y$  и  $C, Z$  и  $A$  (рис. 3.2, б). В этом случае фазные напряжения равны линейным.

Независимо от схемы соединения фаз источника за условное положительное направление токов в линейных проводах принято направление в сторону потребителей, а в нейтральном проводе — в сторону источника (рис. 3.2, а, б).

Найдем соотношения между фазными и линейными напряжениями. Для соединения фаз источника звездой (рис. 3.2, а) запишем

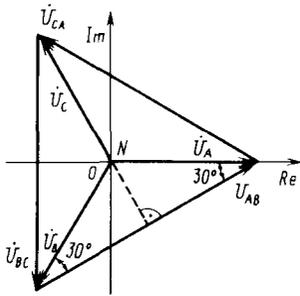


Рис. 3.3. Векторная диаграмма напряжений в комплексной плоскости для соединения фаз источника питания звездой

всех фазных напряжений равны:  $U_A = U_B = U_C = U_\phi$ . Следовательно, и модули всех линейных напряжений также равны:  $U_{AB} = U_{BC} = U_{CA} = U_\Delta$ . Из треугольника векторной диаграммы, образованного векторами  $\dot{U}_A$ ,  $\dot{U}_B$  и  $\dot{U}_{AB}$ , следует:

$$U_\Delta = 2U_\phi \cos 30^\circ = 2U_\phi \sqrt{3}/2 = U_\phi \sqrt{3}.$$

Таким образом, при симметричной системе фазных напряжений и соединении обмоток трехфазного источника питания звездой модуль линейного напряжения в  $\sqrt{3}$  раз больше фазного.

При соединении обмоток трехфазного источника питания треугольником модули фазных и линейных напряжений равны:  $U_\phi = U_\Delta$ .

### § 3.2. ВКЛЮЧЕНИЕ В ТРЕХФАЗНУЮ ЦЕПЬ ПРИЕМНИКОВ ПО СХЕМЕ «ЗВЕЗДА» И АНАЛИЗ ИХ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ

Приемники электрической энергии могут быть включены в трехфазную сеть звездой по схеме: для несимметричной трехфазной нагрузки, когда комплексные сопротивления фаз приемника не равны:  $\underline{Z}_a \neq \underline{Z}_b \neq \underline{Z}_c$  (рис. 3.4, а) для симметричной трехфазной нагрузки, когда  $\underline{Z}_a = \underline{Z}_b = \underline{Z}_c$  (например, асинхронные двигатели) (рис. 3.4, б); для однофазных приемников, каждый из которых включается на фазное напряжение (рис. 3.4, в). Последняя схема используется в жилых домах, где под каждой из фаз  $a$ ,  $b$ ,  $c$  (см. рис. 3.4, в) подразумевается жилая квартира.

согласно второму закону Кирхгофа уравнения связи между указанными напряжениями в комплексной форме:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{AB} &= \dot{U}_A - \dot{U}_B, & \dot{U}_{BC} &= \dot{U}_B - \dot{U}_C, \\ \dot{U}_{CA} &= \dot{U}_C - \dot{U}_A. \end{aligned} \quad (3.1)$$

Построим на комплексной плоскости векторную диаграмму (рис.3.3), соответствующую уравнениям (3.1). Как видно из рис. 3.3, векторы линейных напряжений сдвинуты относительно друг друга так же, как и векторы фазных напряжений, на угол  $120^\circ$  и опережают их на угол  $30^\circ$ : векторы  $\dot{U}_{AB}$ ,  $\dot{U}_{BC}$ ,  $\dot{U}_{CA}$  опережают соответственно векторы  $\dot{U}_A$ ,  $\dot{U}_B$ ,  $\dot{U}_C$ . Модули

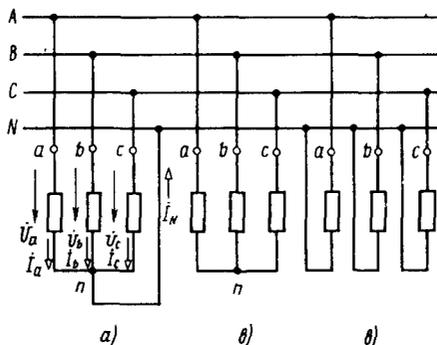


Рис. 3.4. Схема включения приемников в трехфазную сеть звездой:  
*a* — для несимметричной трехфазной нагрузки; *б* — для симметричной  
 трехфазной нагрузки; *в* — для однофазных приемников

Рассмотрим расчет токов потребителей (в фазах приемника) и тока в нейтральном проводе для схемы рис. 3.4, *a*, если заданы модуль линейного напряжения  $U_n$  и комплексные сопротивления фаз нагрузок  $\underline{Z}_a$ ,  $\underline{Z}_b$  и  $\underline{Z}_c$ . Как видно из рис. 3.4, *a*, фазы *a*, *b*, *c* питаются соответственно от напряжений  $\dot{U}_a$ ,  $\dot{U}_b$ ,  $\dot{U}_c$  — напряжений между точками *a*—*n*, *b*—*n* и *c*—*n*. Записывают фазные напряжения в комплексной форме:

$$\dot{U}_a = U_\phi, \quad \dot{U}_b = U_\phi e^{-j120^\circ}, \quad \dot{U}_c = U_\phi e^{j120^\circ}, \quad (3.2)$$

где  $U_\phi = U_n / \sqrt{3}$ .

Находят токи в фазах потребителя:

$$\dot{I}_a = \dot{U}_a / \underline{Z}_a, \quad \dot{I}_b = \dot{U}_b / \underline{Z}_b, \quad \dot{I}_c = \dot{U}_c / \underline{Z}_c.$$

Согласно первому закону Кирхгофа, ток в нейтральном проводе

$$\dot{I}_N = \dot{I}_a + \dot{I}_b + \dot{I}_c.$$

Токи  $\dot{I}_a$ ,  $\dot{I}_b$ ,  $\dot{I}_c$  в линейных проводах равны соответствующим фазным токам:  $\dot{I}_a$ ,  $\dot{I}_b$ ,  $\dot{I}_c$ .

Векторная диаграмма напряжений и токов для случая несимметричной нагрузки, включенной в четырехпроводную линию с нейтральным проводом, изображена на рис. 3.5. Положения векторов фазных токов относительно векторов фазных напряжений определяются углами  $\varphi_a$ ,  $\varphi_b$  и  $\varphi_c$  и зависят от характера нагрузок  $\underline{Z}_a$ ,  $\underline{Z}_b$ ,  $\underline{Z}_c$ .

**Пример 3.1.** Для схемы, представленной на рис. 3.4, *a*, задано:  $\underline{Z}_a = 3 + j4$  Ом;  $\underline{Z}_b = 3 + j5,2$  Ом;  $\underline{Z}_c = 4 + j3$  Ом;  $U_n = 220$  В. Требуется рассчитать токи в линейных и нейтральном проводах.

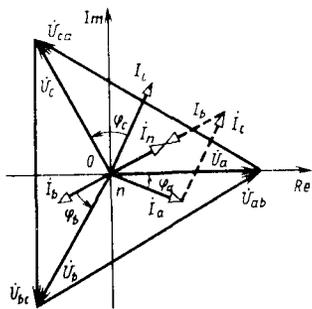


Рис. 3.5. Векторная диаграмма напряжений и токов в комплексной плоскости для несимметричной нагрузки, включенной звездой с нейтральным проводом

Находят фазное напряжение  $U_\phi = U_{л}/\sqrt{3} = 220/\sqrt{3} \approx 127$  В.

Тогда согласно (3.2)  $\dot{U}_a = 127$  В,  $\dot{U}_b = 127e^{-j120^\circ}$  В,  $\dot{U}_c = 127e^{j120^\circ}$  В.

Определяют фазные токи (линейные токи равны соответствующим фазным токам):

$$I_a = \dot{U}_a / \underline{Z}_a = 127 / (3 + j4) = 127 / (5e^{j53^\circ}) \approx 25,4e^{-j53^\circ} \text{ А.}$$

$$I_b = \dot{U}_b / \underline{Z}_b = 127e^{-j120^\circ} / (3 + j5,2) = 127e^{-j120^\circ} / (6e^{j60^\circ}) \approx 21,2e^{-j180^\circ} \text{ А.}$$

$$I_c = \dot{U}_c / \underline{Z}_c = 127e^{j120^\circ} / (4 + j3) = 127e^{j120^\circ} / (5e^{j37^\circ}) = 25,4e^{j83^\circ} \text{ А.}$$

Ток в нейтральном проводе

$$\begin{aligned} I_N &= I_a + I_b + I_c = 25,4e^{-j53^\circ} + 21,2e^{-j180^\circ} + 25,4e^{j83^\circ} = \\ &= 25,4 \cos 53^\circ - j25,4 \sin 53^\circ + 21,2 \cos 180^\circ - j21,2 \sin 180^\circ + \\ &+ 25,4 \cos 83^\circ + j25,4 \sin 83^\circ = -2,81 + j4,9 = 5,9e^{j120^\circ} \text{ А.} \end{aligned}$$

Для симметричной системы ( $\underline{Z}_a = \underline{Z}_b = \underline{Z}_c$ ) токи в фазах равны и сдвинуты по фазе относительно соответствующих фазных напряжений на угол  $\varphi_a = \varphi_b = \varphi_c = \varphi$ . Следовательно, ток в нейтральном проводе  $I_N = 0$ , т. е. нейтральный провод в этом случае не нужен (см. рис. 3.4, б).

Рассмотрим, что произойдет с токами и напряжениями фаз потребителя, если при несимметричной нагрузке отключить нейтральный провод. При отключении нейтрального провода ток  $I_N$  становится равным нулю, а это возможно только в том случае, если изменятся токи  $I_a$ ,  $I_b$  и  $I_c$ . Изменение же указанных токов может произойти при условии, что изменились напряжения на фазах потребителя, которые обозначим теперь через  $U'_a$ ,  $U'_b$  и  $U'_c$ . Следовательно, фазные напряжения потребителя теперь не будут представлять симметричную систему векторов, так как действующие значения этих напряжений не будут равны между собой, а их фазовый сдвиг относительно друг друга будет отличаться от  $120^\circ$ . Однако уравнения (3.1), справедливые для любой нагрузки, для рассматриваемого случая принимают вид:  $\dot{U}_{ab} = \dot{U}'_a - \dot{U}'_b$ ,  $\dot{U}_{bc} = \dot{U}'_b - \dot{U}'_c$ ,  $\dot{U}_{ca} = \dot{U}'_c - \dot{U}'_a$ .

На рис. 3.6 в комплексной плоскости приведена векторная диаграмма, на которой показаны векторы фазных напряжений источ-

ника  $U_A$ ,  $U_B$  и  $U_C$  (симметричная система), выходящие из точки  $N$ , и векторы фазных напряжений приемника  $\dot{U}'_a$ ,  $\dot{U}'_b$  и  $\dot{U}'_c$  (несимметричная система), выходящие из точки  $n$  при отключенном нейтральном проводе. Разность потенциалов между точками  $N$  (потенциал нейтральной точки условного симметричного источника) и  $n$  (потенциал нейтральной точки приемника) называют *смещением нейтрали* и обозначают  $U_{nN}$ . Из диаграммы видно, что напряжения на фазах приемника можно определить как  $\dot{U}'_a = \dot{U}_A - \dot{U}_{nN}$ ,  $\dot{U}'_b = \dot{U}_B - \dot{U}_{nN}$ ,  $\dot{U}'_c = \dot{U}_C - \dot{U}_{nN}$ .

Смещение нейтрали находят по формуле межузлового напряжения

$$\dot{U}_{nN} = (\dot{U}_a \underline{Y}_a + \dot{U}_b \underline{Y}_b + \dot{U}_c \underline{Y}_c) / (\underline{Y}_a + \underline{Y}_b + \underline{Y}_c),$$

где напряжения  $\dot{U}_a$ ,  $\dot{U}_b$ ,  $\dot{U}_c$  определяют по уравнениям (3.2), а комплексные проводимости фаз приемника — из выражений  $\underline{Y}_a = 1/\underline{Z}_a$ ,  $\underline{Y}_b = 1/\underline{Z}_b$ ,  $\underline{Y}_c = 1/\underline{Z}_c$ .

Тогда токи в фазах приемника будут равны

$$\dot{I}_a = \dot{U}'_a / \underline{Z}_a, \quad \dot{I}_b = \dot{U}'_b / \underline{Z}_b, \quad \dot{I}_c = \dot{U}'_c / \underline{Z}_c.$$

Самой распространенной несимметричной нагрузкой являются бытовые потребители (жилые дома) и электрическое освещение. Обрыв нейтрального провода может привести к значительному повышению или понижению напряжения на отдельных фазах потребителя и повлечь за собой повреждение электрических приборов потребителя. Следовательно, нейтральный провод необходим для получения симметричного напряжения при несимметричной нагрузке, включенной по схеме звезда. Поэтому в нейтральный провод трехфазных систем плавкие предохранители и автоматические устройства защиты не включают.

### § 3.3. ВКЛЮЧЕНИЕ В ТРЕХФАЗНУЮ ЦЕПЬ ПРИЕМНИКОВ ПО СХЕМЕ «ТРЕУГОЛЬНИК» И АНАЛИЗ ИХ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ

Схема включения приемников электрической энергии в трехфазную сеть треугольником приведена на рис. 3.7. Рассмотрим расчет

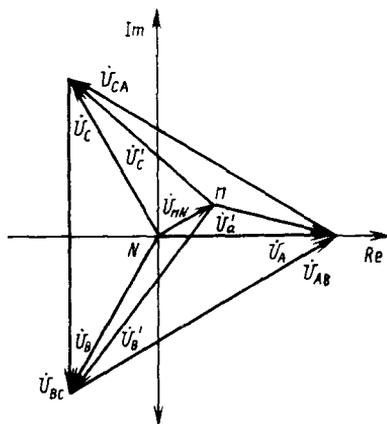


Рис. 3.6. Векторная диаграмма напряжений и токов в комплексной плоскости для несимметричной нагрузки, включенной звездой без нейтрального провода

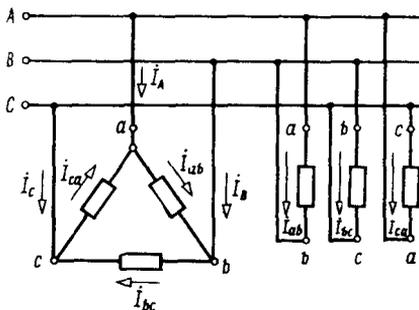


Рис. 3.7. Схема включения приемников в трехфазную сеть треугольником

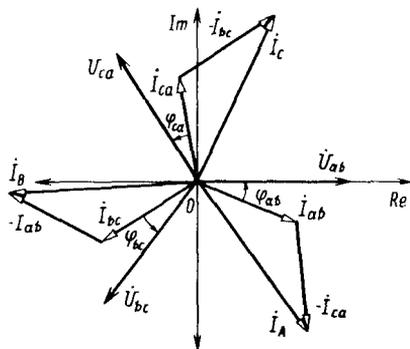


Рис. 3.8. Векторная диаграмма напряжений и токов в комплексной плоскости для симметричной нагрузки, включаемой в трехфазную сеть треугольником

токов в фазах потребителя ( $I_{ab}$ ,  $I_{bc}$ ,  $I_{ca}$ ) и в линейных проводах ( $I_A$ ,  $I_B$ ,  $I_C$ ), если известны сопротивления  $Z_{ab}$ ,  $Z_{bc}$ ,  $Z_{ca}$  фаз потребителя и модуль линейного напряжения  $U_{л}$ .

Записывают в комплексной форме линейные напряжения:

$$\dot{U}_{ab} = U_{л}, \dot{U}_{bc} = U_{л}e^{-j120^\circ}, \dot{U}_{ca} = U_{л}e^{j120^\circ} \quad (3.3)$$

Определяют фазные токи:

$$I_{ab} = \dot{U}_{ab} / Z_{ab}, I_{bc} = \dot{U}_{bc} / Z_{bc}, I_{ca} = \dot{U}_{ca} / Z_{ca}.$$

Находят линейные токи с помощью первого закона Кирхгофа (для точек  $a$ ,  $b$ ,  $c$ ):

$$I_A = I_{ab} - I_{ca}, I_B = I_{bc} - I_{ab}, I_C = I_{ca} - I_{bc}.$$

На рис. 3.8 приведена векторная диаграмма напряжений и токов потребителя. Для симметричной нагрузки, когда  $Z_{ab} = Z_{bc} = Z_{ca}$ , фазные и линейные токи представляют симметричные системы векторов. Модули токов  $I_{\phi}$  и  $I_{л}$  связаны между собой соотношением  $I_{л} = 2I_{\phi} \cos 30^\circ = 2I_{\phi} \sqrt{3}/2 = \sqrt{3}I_{\phi}$ .

При анализе симметричных трехфазных электрических цепей, потребители в которых соединены как звездой, так и треугольником, расчет может производиться без применения комплексного метода. При этом достаточно произвести расчет для одной фазы.

Для соединения звездой

$$I_n = I_\phi = U_n / (\sqrt{3} Z_\phi).$$

Для соединения треугольником

$$I_n = \sqrt{3} I_\phi = \sqrt{3} U_n / Z_\phi.$$

### § 3.4. МОЩНОСТЬ ТРЕХФАЗНОЙ ЦЕПИ

Активная мощность каждой фазы:  
при соединении потребителей звездой

$$P_a = U_a I_a \cos \varphi_a, \quad P_b = U_b I_b \cos \varphi_b, \quad P_c = U_c I_c \cos \varphi_c;$$

треугольником

$$P_{ab} = U_{ab} I_{ab} \cos \varphi_{ab}, \quad P_{bc} = U_{bc} I_{bc} \cos \varphi_{bc}, \quad P_{ca} = U_{ca} I_{ca} \cos \varphi_{ca}.$$

Активная мощность всех трех фаз:  
при соединении потребителей звездой  $P = P_a + P_b + P_c$ ;  
треугольником  $P = P_{ab} + P_{bc} + P_{ca}$ .

При симметричной нагрузке для обеих схем включения

$$P = 3P_\phi = 3U_\phi I_\phi \cos \varphi. \quad (3.4)$$

На практике удобнее пользоваться не фазными величинами напряжения и тока, а линейными. С учетом того, что для соединения звездой  $U_\phi = U_n / \sqrt{3}$ ,  $I_\phi = I_n$ , а для соединения треугольником  $U_\phi = U_n$ ,  $I_\phi = I_n / \sqrt{3}$ , выражение (3.4) принимает вид

$$P = \sqrt{3} U_n I_n \cos \varphi. \quad (3.5)$$

Полученное уравнение (3.5) справедливо только для симметричной нагрузки. Для полной  $S$  и реактивной  $Q$  мощностей аналогичными рассуждениями получаем выражения:

$$S = \sqrt{3} U_n I_n; \quad Q = \sqrt{3} U_n I_n \sin \varphi.$$

**Пример 3.2.** В трехфазную сеть с линейным напряжением  $U_n = 220$  В включен симметричный приемник, фазы которого соединены треугольником (см. рис. 3.7, а). Сопротивление фазы  $Z_\phi = 10 + j10$  Ом. Требуется рассчитать фазные и линейные токи и активную мощность приемника.

Находят значение сопротивления  $Z_\phi$ :

$$Z_\phi = 10 + j10 = 10\sqrt{2}e^{j45^\circ}, \quad \text{где } \varphi_{\text{пр}} = \arctg(10/10) = 45^\circ.$$

Фазный ток  $I_\phi = U_n / Z_\phi = 220 / (10\sqrt{2}) = 15,6$  А.

Линейный ток  $I_n = \sqrt{3} I_\phi = \sqrt{3} \cdot 15,6 = 27$  А.

Активная мощность  $P = \sqrt{3} U_{\text{л}} I_{\text{л}} \cos \varphi_{\text{пр}} = \sqrt{3} \cdot 220 \cdot 27 \cdot 0,707 = 7274 \text{ Вт} = 7,274 \text{ кВт}$ .

### Контрольные вопросы

1. Какими преимуществами обладают трехфазные цепи по сравнению с однофазными?
2. Какие схемы применяют для соединения фаз трехфазных источников электрической энергии?
3. Как изображают эдс, напряжения и токи трехфазных генераторов?
4. Какие напряжения и токи называют линейными, а какие — фазными?
5. Каковы соотношения между фазными и линейными напряжениями?
6. Какая нагрузка является симметричной и какая — несимметричной?
7. Как определяют линейные и фазные токи при включении нагрузки звездой?
8. Что такое смещение нейтрали и как его определяют?  
Как влияет несимметричная нагрузка на напряжение потребителя при соединении звездой без нейтрального провода?
10. Каково назначение нейтрального провода?
11. Как определяют линейные и фазные токи при включении нагрузки треугольником?
12. Как определяется мощность (активная, реактивная и полная) трехфазных потребителей при симметричной и несимметричной нагрузках?

## ГЛАВА 4

### ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ С СОСРЕДОТОЧЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

#### § 4.1. ПРИЧИНЫ ВОЗНИКНОВЕНИЯ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ. ЗАКОНЫ КОММУТАЦИИ ДЛЯ УЧАСТКОВ ЦЕПИ, СОДЕРЖАЩИХ ИНДУКТИВНЫЕ И ЕМКОСТНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Рассмотренные выше режимы работы электрических цепей, при которых токи, эдс и напряжения являются постоянными или изменяются периодически, называются *установившимися*. При переходе из одного установившегося режима в другой в электрической цепи, содержащей индуктивные катушки и конденсаторы, возникают переходные электромагнитные процессы. Эти процессы обусловлены следующими факторами: коммутацией (включением и отключением) электрических устройств, скачкообразным изменением параметров  $R$ -,  $L$ - и  $C$ -элементов, негармоническим изменением питающего напряжения. Режим работы цепи, при котором происходит переходный процесс, называют *переходным*.

В ряде случаев электрические явления, возникающие при переходных процессах, используют в электротехнических и электронных устройствах. К таким явлениям относится способность индуктивных катушек и конденсаторов накапливать магнитную и электрическую энергии с последующей отдачей их за короткий промежу-

ток времени в электрическую цепь. Однако значительные изменения токов и напряжений, которые происходят в результате переходных процессов, могут привести к повреждению электротехнических аппаратов и электронных устройств. Поэтому при проектировании электрических систем должны учитываться переходные режимы и предусматриваться соответствующая защита указанных аппаратов и устройств.

Переходные процессы возникают только в таких электрических цепях, которые содержат индуктивные и емкостные элементы. Это объясняется тем, что реактивные  $L$ - и  $C$ -элементы являются накопителями энергии и поэтому при переходе из одного установившегося состояния в другое требуется определенное время, связанное либо с накоплением энергии магнитного и электрического полей в индуктивной катушке и конденсаторе, либо с ее отдачей.

В цепях, которые содержат только резистивные безынерционные элементы, переходные процессы не возникают.

Переход от одного установившегося состояния к другому сопровождается изменением энергии магнитного поля, создаваемого током  $i_L$  в индуктивном элементе  $L$ , и энергии электрического поля, создаваемого напряжением  $u_C$  в емкостном элементе  $C$ . Эти энергии определяются соответственно выражениями

$$W_L = Li_L^2/2,$$

$$W_C = Cu_C^2/2.$$

Предположим, что коммутация осуществляется мгновенно. Однако энергии  $W_L$  и  $W_C$  не могут измениться скачком, так как мощность, равная производной энергии по времени ( $P = dW/dt$ ), должна в этом случае достигнуть бесконечного значения, что практически невозможно. Если же энергия, накапливаемая в индуктивной катушке и конденсаторе или отдаваемая ими, не может меняться скачком, то, как видно из приведенных выражений для  $W_L$  и  $W_C$ , ток  $i_L$  в цепи с индуктивным элементом и напряжение  $u_C$  на емкостном элементе также не могут изменяться скачком при коммутации цепи. Сделанный вывод позволяет сформулировать два закона коммутации.

**Первый закон коммутации:** ток в ветви с индуктивным элементом не может изменяться скачком и в первый момент после коммутации сохраняет то значение, которое он имел в момент, предшествующий коммутации, т. е.

$$i_L(0_+) = i_L(0_-), \quad (4.1)$$

где  $i_L(0_+)$  — значение тока через катушку индуктивности в момент времени, наступающий сразу же после коммутации;  $i_L(0_-)$  —

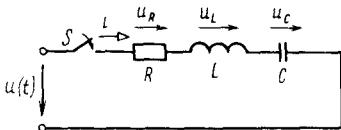


Рис. 4.1. Схема подключения к сети неразветвленной цепи с  $R$ -,  $L$ - и  $C$ -элементами

значение тока через катушку индуктивности в момент времени, предшествующий моменту коммутации.

**Второй закон коммутации:** напряжение на конденсаторе не может изменяться скачком и в первый момент после коммутации сохраняет то значение, которое оно имело в момент, предшествующий коммутации, т. е.

$$u_C(0_+) = u_C(0_-), \quad (4.2)$$

где  $u_C(0_+)$  — напряжение на конденсаторе в момент, наступающий сразу же после коммутации;  $u_C(0_-)$  — напряжение на конденсаторе в момент, предшествующий коммутации.

При этом следует помнить, что напряжение на катушке индуктивности и ток через конденсатор в момент коммутации могут изменяться скачком.

#### § 4.2. РАСЧЕТ ТОКОВ И НАПРЯЖЕНИЙ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ КЛАССИЧЕСКИМ МЕТОДОМ

Данный расчет проводят в определенной последовательности.

1. Задаются условно положительными направлениями токов и напряжений в цепи. При анализе переходных процессов в электрических цепях рассматривают мгновенные значения токов и напряжений, направления которых и должны быть указаны на схеме замещения (рис. 4.1).

2. Согласно второму закону Кирхгофа составляют уравнение для мгновенных значений, описывающее анализируемую схему замещения. Так, для электрической цепи, схема которой изображена на рис. 4.1, при переменном входном сигнале  $u$  такое уравнение имеет вид

$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int i dt = u. \quad (4.3)$$

Уравнение (4.3) справедливо для любого момента времени, следовательно, оно справедливо как для установившегося состояния, так и для переходного процесса. Наличие в правой части уравнения функции  $u(t)$  указывает на то, что это уравнение является неоднородным (уравнением с правой частью). Решение его позволяет определить ток  $i(t)$  переходного процесса. Зная  $i(t)$ , можно найти переходные напряжения на отдельных элементах цепи.

Для определения переходного напряжения  $u_C$  на конденсаторе удобно преобразовать уравнение (4.3) для тока в дифференциальное уравнение второго порядка для напряжения на конденсаторе путем замены тока выражением  $i = C du_C/dt$ :

$$LC \frac{d^2 u_C}{dt^2} + RC \frac{du_C}{dt} + u_C = u, \quad (4.4)$$

где  $LC d^2 u_C/dt^2 = u_L$ ,  $RC du_C/dt = u_R$  — переходные напряжения на индуктивном и резистивном элементах.

3. Решают уравнение (4.3). Его решением будет ток [или напряжение в случае уравнения (4.4)], записанный в общем виде и представляющий собой сумму частного и общего решений составленного уравнения.

Частное решение неоднородного уравнения находят для установившегося режима, когда переходный процесс в электрической цепи закончен. При этом токи (напряжения) определяют одним из рассмотренных ранее методов расчета цепей постоянного или переменного тока (в зависимости от вида входного сигнала — постоянного или переменного). Токи (напряжения), полученные в результате частного решения для установившегося режима, называют *установившимися* и обозначают  $i_y$  ( $u_y$ ).

Общее решение составленного уравнения [(4.3) или (4.4)] соответствует свободному режиму работы электрической цепи, т. е. режиму работы цепи в отсутствие внешнего источника электрической энергии. В этом случае необходимо приравнять правые части уравнений, содержащих параметры источника, нулю. Найденные в результате общего решения однородного уравнения токи (напряжения) называют *свободными* составляющими тока (напряжения) переходного процесса, поскольку они не зависят от напряжения питания ( $u=0$ ), и обозначают  $i_{св}$  ( $u_{св}$ ).

Таким образом, искомый ток (напряжение) переходного процесса, представленный в общем виде, равен алгебраической сумме установившейся и свободной составляющих мгновенного значения тока (напряжения), т. е.

$$i = i_y + i_{св}, \quad (4.5)$$

$$u = u_y + u_{св}. \quad (4.6)$$

При этом в случае частного решения значения токов и напряжений на участках цепи определяются как параметрами источника энергии, так и параметрами пассивных элементов цепи, в то время как в случае общего решения значения указанных электрических величин на участках цепи определяются только параметрами пассивных элементов.

4. При интегрировании составленных на основании второго закона Кирхгофа уравнений появятся постоянные интегрирования, которые определяют из начальных условий, вытекающих из законов коммутации.

Рассмотренный в общем виде метод расчета переходных процессов называют *классическим*.

**§ 4.3. АНАЛИЗ ПЕРЕХОДНОГО ПРОЦЕССА  
В НЕРАЗВЕТВЛЕННОЙ ЦЕПИ С РЕЗИСТОРОМ И КОНДЕНСАТОРОМ**

**Зарядка конденсатора от источника постоянного тока.** Рассмотрим цепь, изображенную на рис. 4.2, а. Заданными являются значения параметров  $R$ ,  $C$  и  $U$ . Требуется определить переходное напряжение  $u_c$  на конденсаторе и ток  $i$  в цепи.

После замыкания ключа  $S$  в цепи возникает ток и конденсатор  $C$  начинает заряжаться.

Расчет проводят в такой последовательности.

1. Задаются условно положительными направлениями токов и напряжений, после замыкания ключа  $S$  (рис. 4.2, а).

2. Составляют для данной цепи уравнение по второму закону Кирхгофа:

$$Ri + u_c = U. \quad (4.7)$$

Для определения переходного напряжения  $u_c$  вводят в (4.7) замену  $i = C \, du_c/dt$ . Тогда выражение (4.7) принимает вид

$$RC \frac{du_c}{dt} + u_c = U. \quad (4.8)$$

Полученное уравнение представляет собой линейное дифференциальное уравнение первого порядка с постоянными коэффициентами.

3. Решением уравнения (4.8) будет мгновенное значение напряжения на конденсаторе в процессе его зарядки, которое в общем виде можно представить как

$$u_c = u_{cy} + u_{c\text{об}}.$$

Установившуюся составляющую  $u_{cy}$  переходного напряжения на конденсаторе найдем при установившемся режиме работы цепи,

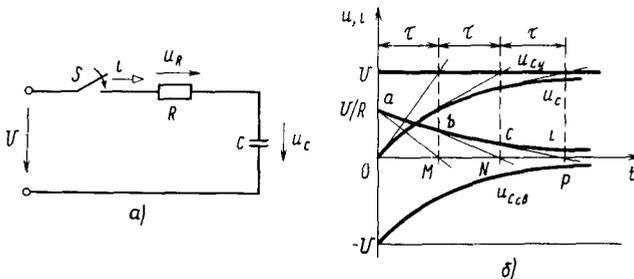


Рис. 4.2. Схема зарядки конденсатора от источника постоянного тока (а) и характеристики переходного процесса при зарядке конденсатора (б)

когда конденсатор зарядится. Конденсатор будет заряжаться до тех пор, пока напряжение на нем не достигнет напряжения  $U$  источника. При этом ток в цепи прекратится и падение напряжения на резисторе  $R$  станет равным нулю. Следовательно, установившаяся составляющая емкостного напряжения равна напряжению источника:  $u_{Cy} = U$ .

Для определения свободной составляющей емкостного напряжения приравнивают правую часть уравнения (4.8) нулю:

$$RC \frac{du_{C_{cb}}}{dt} + u_{C_{cb}} = 0. \quad (4.9)$$

В общем виде решением полученного однородного уравнения будет

$$u_{C_{cb}} = Ae^{kt}, \quad (4.10)$$

где  $A$  — постоянная интегрирования, определяемая из начальных условий;  $k$  — корень характеристического уравнения, получаемый из однородного уравнения.

Для однородного уравнения (4.9) характеристическое уравнение имеет вид

$$RCk + 1 = 0. \quad (4.11)$$

Величину  $RC = \tau$  называют *постоянной времени RC-цепи*. Постоянная времени  $\tau$  характеризует скорость протекания переходного процесса. Переходный процесс, как будет показано ниже, можно считать практически законченным через время  $t = (3 - 4) \tau$ , при этом погрешность составит 4,98...1,83%.

Перепишем (4.11) с учетом  $\tau$ :

$$\tau k + 1 = 0.$$

Отсюда получают значение корня характеристического уравнения:

$$k = -1/\tau. \quad (4.12)$$

Подставляя (4.12) в (4.10), находят свободную составляющую емкостного напряжения

$$u_{C_{cb}} = Ae^{-t/\tau}. \quad (4.13)$$

Таким образом, напряжение переходного процесса на конденсаторе

$$u_C = u_{Cy} + u_{C_{cb}} = U + Ae^{-t/\tau}. \quad (4.14)$$

4. Выражение (4.14) представляет «полное решение», для которого нужно определить  $A$ . Исходя из начальных условий, что конденсатор до момента коммутации был полностью разряжен, т. е.  $u_C = 0$ , находят постоянную интегрирования  $A$ . Согласно второму закону коммутации

$$u_c(0_+) = u_c(0_-) = 0.$$

В момент замыкания ( $t=0$ ) ключа  $S$ , что соответствует началу переходного процесса, выражение (4.14) принимает вид

$$0 = U + Ae^{-0/\tau}.$$

Отсюда  $A = -U$ . Подставляя найденное значение  $A$  в (4.14), получают

$$u_c = U(1 - e^{-t/\tau}). \quad (4.15)$$

Выражение (4.15) представляет собой искомое переходное напряжение на конденсаторе после коммутации цепи.

Ток в цепи

$$i = C \frac{du_c}{dt} = \frac{CU}{\tau} e^{-t/\tau} = \frac{U}{R} e^{-t/\tau}. \quad (4.16)$$

Напряжение на резистивном элементе

$$u_R = Ri = Ue^{-t/\tau}. \quad (4.17)$$

Для построения графического изображения уравнений (4.15) и (4.16) составляют табл. 4.1, в которой учитывают, что за время  $\tau$  экспонента убывает в  $e$  раз.

Таблица 4.1

Числовые значения множителей  $e^{-t/\tau}$  и  $(1 - e^{-t/\tau})$   
при дискретном изменении  $t$  от 0 до  $3\tau$

$t$	0	$\tau$	$2\tau$	$3\tau$
$e^{-t/\tau}$	1	0,37	0,14	0,05
$1 - e^{-t/\tau}$	0	0,63	0,86	0,95

Из табл. 4.1 видно, что переходный процесс за время  $t = (3 - 4)\tau$  практически прекращается, а за время  $t = \tau$  напряжение на конденсаторе возрастает (а ток переходного процесса уменьшается) на 0,63 от первоначального значения. Графически постоянная времени  $\tau$  является подкасательной экспонент  $e^{-t/\tau}$  и  $(1 - e^{-t/\tau})$ .

На рис. 4.2, б показаны графики изменения напряжения  $u_c$  и тока  $i$  переходного процесса зарядки конденсатора. Подкасательная  $\tau$ , построенная для точек  $a$ ,  $b$  и  $c$ , отсекается касательными на оси абсцисс соответственно в точках  $M$ ,  $N$  и  $P$ . Как видно из рис. 4.2, б, переходный процесс почти полностью заканчивается за время  $t = 3\tau$ .

**Разрядка конденсатора на резистивный элемент.** Рассмотрим эле-

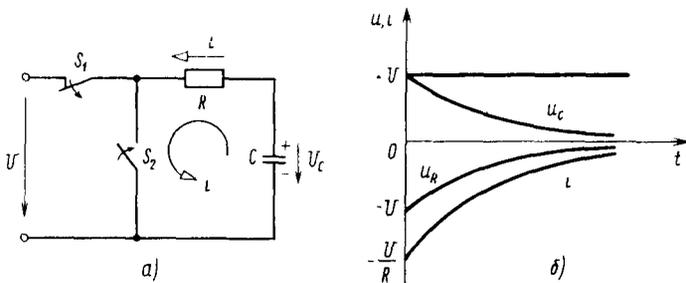


Рис. 4.3. Схема разрядки конденсатора на резистор (а) и характеристики переходного процесса при разрядке конденсатора (б)

критическую цепь, изображенную на рис. 4.3, а. При разомкнутом ключе  $S_2$  и замкнутом  $S_1$  происходит заряд конденсатора до напряжения  $U$  источника. Затем ключ  $S_1$  размыкается и замыкается ключ  $S_2$ . С этого момента начинается разрядка конденсатора на резистивный элемент с сопротивлением  $R$ , возникает переходный процесс. Состояние рассматриваемой цепи описывается уравнением  $RC \frac{du_C}{dt} + u_C = 0$ , решением которого является уравнение

$u_C = Ae^{-t/\tau}$ . Следовательно, в процессе разрядки конденсатора имеет место только свободная составляющая емкостного напряжения. Полагая  $t=0$ , получают  $u_{C(t=0)} = A = U$ . Таким образом, постоянная интегрирования численно равна такому напряжению на конденсаторе, которое он имел до замыкания контакта  $S_2$ . Следовательно,

$$u_C = Ue^{-t/\tau}.$$

Ток переходного процесса при разряде конденсатора

$$i = C \frac{du_C}{dt} = -\frac{U}{R} e^{-t/\tau};$$

напряжение на резистивном элементе

$$u_R = Ri = -Ue^{-t/\tau}.$$

На рис. 4.3, б приведены графики изменения напряжений  $u_C(t)$ ,  $u_R(t)$  и тока  $i(t)$  при разрядке конденсатора на резистор  $R$ .

Зарядка и разрядка конденсатора используется для создания генераторов несинусоидальных колебаний, которые называют релаксационными и применяют в электронных устройствах. Одна из

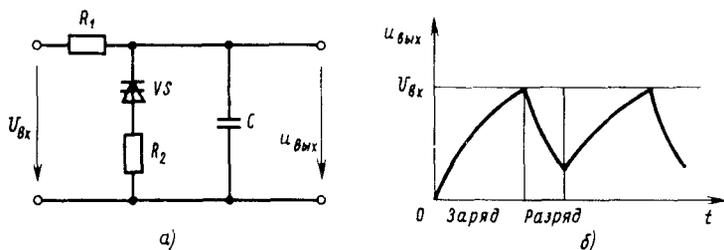


Рис. 4.4. Принципиальная схема (а) и график выходного напряжения (б) RC-генератора релаксационных колебаний

принципиальных схем такого генератора показана на рис. 4.4, а. Диодный тиристор (динистор)  $VS$  работает в режиме ключа (закрывает и размыкает ветвь с резистором  $R_2$ ). При размыкании ветви конденсатор  $C$  заряжается, а при замыкании — разряжается на резистор  $R_2$ . Сопротивление резистора  $R_1$  должно значительно превышать сопротивление резистора  $R_2$ . На рис. 4.4, б приведен график выходного напряжения  $u_{\text{вых}}(t)$  генератора. Вместо резистора  $R_2$  и диодного тиристора  $VS$  можно включить лампу тлеющего разряда (двухэлектродный ионный прибор).

Разрядка конденсатора на резистивное сопротивление используется в импульсных лазерах, где необходимо в короткое время сформировать мощный световой луч, а также в импульсных сигнальных лампах.

#### § 4.4. АНАЛИЗ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В НЕРАЗВЕТВЛЕННОЙ ЦЕПИ С РЕЗИСТОРОМ И ИНДУКТИВНОЙ КАТУШКОЙ

При замыкании ключа  $S$  в цепи с резистивным и индуктивным элементами (рис. 4.5, а) возникает переходный процесс. Заданными являются значения параметров  $R$ ,  $L$  и  $U$ . Требуется определить ток  $i$  переходного процесса и напряжения на резистивном  $u_R$  и индуктивном  $u_L$  элементах. Расчет проводят в такой последовательности.

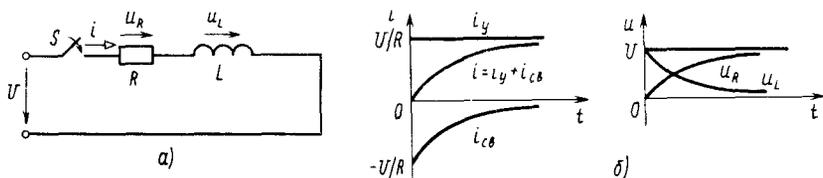


Рис. 4.5. Схема подключения к сети неразветвленной цепи с  $R$ - и  $L$ -элементами (а) и характеристики  $i(t)$ ,  $u_L(t)$ ,  $u_R(t)$  переходного процесса в цепи при включении ее на постоянное напряжение (б)

1. Задаются условно положительным направлением токов и напряжений, как показано на рис. 4.5, а.

2. Составляют для данной цепи уравнение по второму закону Кирхгофа:

$$u_R + u_L = U. \quad (4.18)$$

С учетом того, что  $u_R = iR$  и  $u_L = L di/dt$ , представляют (4.18) в виде

$$L \frac{di}{dt} + Ri = U \text{ или } \frac{L}{R} \frac{di}{dt} + i = U/R. \quad (4.19)$$

3. Решением уравнения (4.19) будет мгновенное значение тока переходного процесса электрической цепи после ее коммутации, которое в общем виде можно представить как  $i = i_{cb} + i_y$ .

Для определения свободной составляющей тока  $i$  переходного процесса приравнивают правую часть уравнения (4.19) нулю:

$$\frac{L}{R} \frac{di}{dt} + i = 0. \quad (4.20)$$

В общем виде решением полученного однородного уравнения будет

$$i_{cb} = Ae^{kt}. \quad (4.21)$$

Характеристическое уравнение, соответствующее однородному уравнению (4.20), имеет вид  $(L/R)k + 1 = 0$ .

Величина  $L/R = \tau$  представляет собой постоянную времени  $RL$ -цепи.

Тогда  $\tau k + 1 = 0$ , откуда

$$k = -1/\tau. \quad (4.22)$$

Подставляя (4.22) в (4.21), получают

$$i_{cb} = Ae^{-t/\tau}.$$

Поскольку индуктивное сопротивление для постоянного тока равно нулю, ток установившегося состояния  $i_y = U/R$ . Следовательно, ток переходного процесса (переходный ток)

$$i = i_y + i_{cb} = U/R + Ae^{-Rt/L} \quad (4.23)$$

4. Для определения постоянной интегрирования  $A$  рассматривают цепь в момент включения ключа  $S$ , что соответствует началу переходного процесса ( $t=0$ ). В этом случае выражение (4.23) принимает вид  $i_{t=0} = U/R + A$ . Учитывая, что до замыкания ключа  $S$  ток в цепи был равен нулю, согласно закону коммутации ток  $i(0_+) = i(0_-) = 0$ . Следовательно, постоянная интегрирования  $A = -U/R$  и уравнение (4.23) записывают в виде

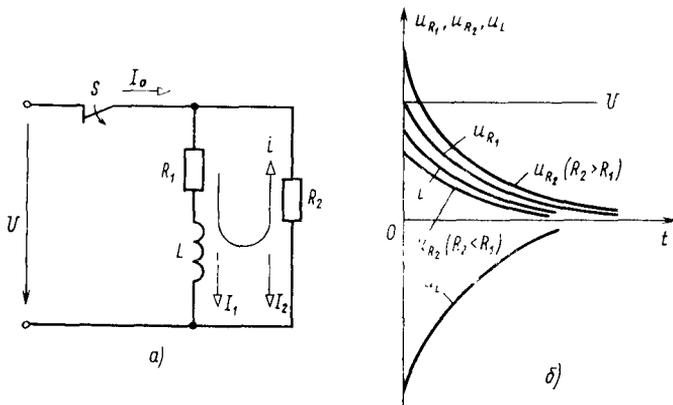


Рис. 4.6. Схема отключения цепи с  $R$ - и  $L$ -элементами от источника постоянного напряжения (а) и характеристики переходного процесса в цепи при ее отключении (б)

$$i = U/R - (U/R) e^{-Rt/L} = (U/R) (1 - e^{-t/\tau}). \quad (4.24)$$

Напряжение на индуктивном элементе

$$u_L = L di/dt = Ue^{-t/\tau}.$$

Напряжение на резистивном элементе

$$u_R = Ri = U(1 - e^{-t/\tau}).$$

На рис. 4.5, б показаны графики изменения тока  $i(t)$  и напряжений  $u_L(t)$  и  $u_R(t)$ .

**Отключение цепи от источника постоянного напряжения.** Рассмотрим электрическую цепь, изображенную на рис. 4.6, а. При замкнутом контакте  $S$  цепь находится в установившемся состоянии и при постоянном напряжении  $U$  в ветвях возникают токи  $I_1 = U/R_1$ ,  $I_2 = U/R_2$ ,  $I_0 = I_1 + I_2$ . В момент размыкания ключа  $S$  начинается переходный процесс. Допустим, что ток  $I_0$  мгновенно прекратился, но ток  $I_1$  мгновенно измениться не может (так как ветвь содержит индуктивность) и устремляется в ветвь с резистивным элементом  $R_2$ . Такое состояние цепи описывается уравнением

$$L \frac{di}{dt} + (R_1 + R_2) i = 0,$$

ток переходного процесса в контуре.

Решая данное уравнение, получают

$$i = Ae^{-\frac{R_1 + R_2}{L}t} = Ae^{-t/\tau}$$

Для определения постоянной интегрирования  $A$  рассматривают цепь в момент времени  $t=0$ . С учетом законов коммутации  $i_{t=0} = A = I_1$ . Таким образом, в окончательном виде ток переходного процесса может быть представлен выражением

$$i = I_1 e^{-t/\tau} = \frac{U}{R_1} e^{-t/\tau}$$

Тогда напряжения на резистивных элементах  $R_1$  и  $R_2$  и напряжение на индуктивности записывают соответственно как

$$u_{R_1} = R_1 i = U e^{-t/\tau}, \quad u_{R_2} = R_2 i = \frac{R_2}{R_1} U e^{-t/\tau},$$

$$u_L = L \frac{di}{dt} = -\frac{L}{\tau} \frac{U}{R_1} e^{-t/\tau} = -\frac{R_1 + R_2}{R_1} U e^{-t/\tau}.$$

На рис. 4.6, б показаны зависимости  $i(t)$ ,  $u(t)$ ,  $u_{R_1}(t)$ ,  $u_{R_2}(t)$  и  $u_L(t)$ .

При расчете токов переходных процессов в цепях с одним накопителем энергии ( $L$  или  $C$ ) удобно пользоваться уравнением (обобщенной формулой)

$$i = i_y + (i_{(0+)} - i_{y(0+)}) e^{-t/\tau},$$

где  $i_{(0+)}$  и  $i_{y(0+)}$  — значения соответствующих токов в момент начала переходного процесса ( $t=0$ ).

Например, для электрической цепи, питаемой постоянным напряжением  $U$ , состоящей из последовательно включенных резистора  $R_p$  и индуктивной катушки с параметрами  $R_x$  и  $L$  (рис. 4.7), требуется определить ток переходного процесса, возникающий при замыкании ключа  $S$ . В этом случае  $i_{(0+)} = U / (R_p + R_x)$ ;  $i_{y(0+)} = U / R_x = i_y$ .

Тогда

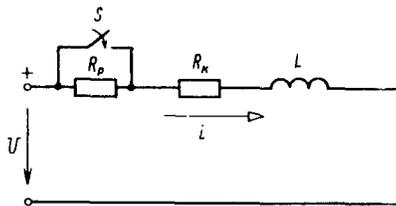


Рис. 4.7. Расчет переходного процесса в последовательной цепи, содержащей резистор и индуктивную катушку при замыкании резистора

$$i = \frac{U}{R_x} + \left( \frac{U}{R_p + R_x} - \frac{U}{R_x} \right) e^{-\frac{R_x}{L} t} = \frac{U}{R_x} - U \frac{R_p}{R_x(R_p + R_x)} e^{-\frac{R_x}{L} t}.$$

#### § 4.5. ПОНЯТИЕ ОБ ОПЕРАТОРНОМ МЕТОДЕ АНАЛИЗА ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ

Решение дифференциальных уравнений при расчете переходных процессов классическим методом сопряжено с определенными трудностями, которые возрастают по мере увеличения числа реактивных элементов в электрической цепи. К таким трудностям в первую очередь относится определение постоянных интегрирования. Поэтому широкое распространение нашел метод решения дифференциальных уравнений, в основу которого положено двустороннее преобразование Лапласа. Этот метод получил название «операторный» и был введен в электротехнику английским физиком и инженером О. Хевисайдом. Операционное исчисление при интегрировании дифференциальных уравнений исходит из того, что для заданной функции  $f(t)$ , которую называют *оригиналом* действительного переменного  $t$  (при условии, что при  $t < 0$  функция равна нулю, а при  $t > 0$  функция возрастает не быстрее показательной функции), может быть получена новая функция  $F(p)$  переменного  $p$ , которую называют *изображением* заданной функции  $f(t)$ . Соответствие между оригиналом и его изображением записывается в виде

$$f(t) \Leftrightarrow F(p).$$

В качестве функциональных преобразований при переходе от оригинала к его изображению используют *прямое преобразование Лапласа*

$$F(p) = \int_0^{\infty} e^{-pt} f(t) dt, \quad (4.25)$$

где  $p$  — комплексный параметр преобразования Лапласа, имеющий размерность частоты (1/с).

Однако обычно прямое преобразование Лапласа записывают в виде

$$F(p) = L[f(t)], \quad (4.26)$$

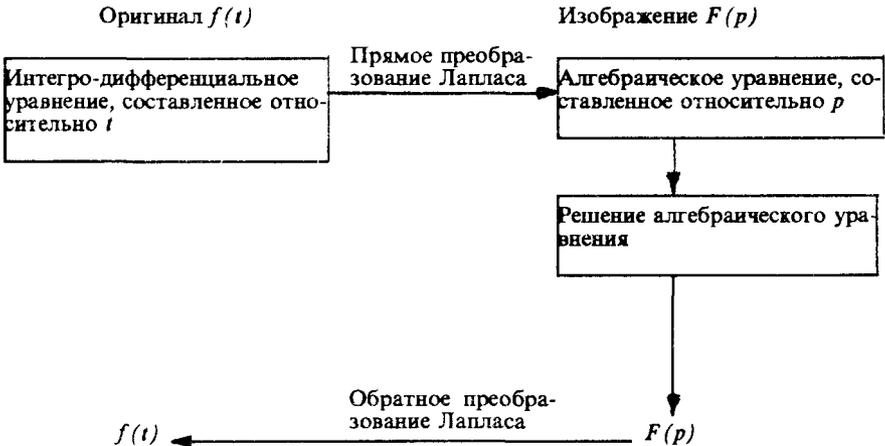
где  $L$  — указатель преобразования Лапласа.

Из (4.26) видно, что изображение  $F(p)$  имеет размерность оригинала  $f(t)$ , умноженную на 1/с.

*Обратное преобразование Лапласа* осуществляют по формуле

$$f(t) = L^{-1}[F(p)]. \quad (4.27)$$

В этом случае оригинал имеет размерность изображения  $F(p)$ , умноженную на  $s$  (сек.). Смысл и преимущества операторного метода очевидны из рассмотрения алгоритма анализа электрической цепи операторным методом:



Переход от оригинала к изображению и обратно позволяет избежать сложных расчетов, связанных с решением интегродифференциальных уравнений.

Этот переход можно осуществить с помощью специальных таблиц соответствия (см. приложение 1), полученных на основании (4.26) и (4.27) или по формуле разложения (4.29).

#### § 4.6. АНАЛИЗ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЦЕПИ ОПЕРАТОРНЫМ МЕТОДОМ

Данный анализ проводят в определенной последовательности.

1. Представляют исходную схему замещения электрической цепи, на которой указаны условно положительные направления токов и напряжений, в операторной форме. Для этого можно воспользоваться табл. 4.2.

Обозначения элементов схемы замещения электрической цепи

При нулевых начальных условиях $i(0)=0, u_C(0)=0$		При ненулевых начальных условиях $i(0) \neq 0, u_C(0) \neq 0$	
На исходной схеме замещения	В операторной форме	На исходной схеме замещения	В операторной форме

Как видно из табл. 4.2, при ненулевых начальных условиях появляются внутренние источники эдс:  $Li(0)$  и  $u_C(0)/p$ , которые должны быть учтены при переходе к схеме замещения в операторной форме. При этом направление эдс источника  $Li(0)$  совпадает с условно положительным направлением тока, а направление эдс источника  $u_C(0)/p$  противоположно условно положительному направлению тока.

2. Рассчитывают переходный ток (напряжение) в операторной форме, применяя любой метод, рассмотренный для постоянного тока в гл. 1. При этом изображение может быть представлено в общем виде как

$$F(p) = F_1(p)/F_2(p). \quad (4.28)$$

Формула (4.28) справедлива в случае, когда степень числителя меньше степени знаменателя, а корни полинома  $F_2(p)$  различны и не равны корням полинома  $F_1(p)$ .

3. По найденному изображению переходного тока (напряжения) определяют оригинал по формуле разложения

$$F(p) \rightarrow f(t) = \sum_{k=1}^n \frac{F_1(p_k)}{F_2'(p_k)} e^{p_k t}, \quad (4.29)$$

где  $F_2'(p_k)$  — первая производная от  $F_2(p_k)$ ;  $k$  — номер корня характеристического уравнения  $F_2(p) = 0$ ;  $n$  — число корней.

Число слагаемых формулы (4.29) равно числу корней уравнения  $F_2(p_k) = 0$ . При этом формула (4.29) справедлива как для действительных, так и для комплексных корней.

**§ 4.7. АНАЛИЗ ПЕРЕХОДНОГО ПРОЦЕССА  
В НЕРАЗВЕТВЛЕННОЙ ЦЕПИ С РЕЗИСТОРОМ,  
ИНДУКТИВНОЙ КАТУШКОЙ И КОНДЕНСАТОРОМ  
ПРИ ВКЛЮЧЕНИИ ЕЕ НА ПОСТОЯННОЕ НАПРЯЖЕНИЕ**

Рассмотрим переходный процесс в электрической цепи, схема замещения которой показана на рис. 4.1, после ее коммутации. Заданными являются значения параметров  $R$ ,  $L$ ,  $C$  и  $u(t) = U$ . Требуется определить переходный ток  $i$ .

Для анализа цепи воспользуемся операторным методом.

1. Исходная схема замещения после коммутации цепи (при замкнутом контакте  $S$ ) в операторной форме имеет вид, представленный на рис. 4.8, *а*. (При ненулевых начальных условиях схема замещения имела бы вид, приведенный на рис. 4.8, *б*.)

2. Составляют для рассматриваемой схемы уравнение в операторной форме по второму закону Кирхгофа:

$$I(p)R + I(p)Lp + I(p)\frac{1}{Cp} = U/p. \quad (4.30)$$

Решая (4.30) относительно  $I(p)$ , получают

$$I(p) = \frac{U/p}{R + Lp + 1/(Cp)}, \quad (4.31)$$

где  $R + Lp + 1/(Cp) = Z(p)$  — полное сопротивление электрической цепи в операторной форме.

Тогда (4.31) примет вид

$$I(p) = U(p)/Z(p), \quad (4.32)$$

где  $U(p) = \begin{cases} \frac{\omega U_m}{\omega^2 + p^2} & \text{— для цепи переменного тока,} \\ U/p & \text{— для цепи постоянного тока.} \end{cases}$

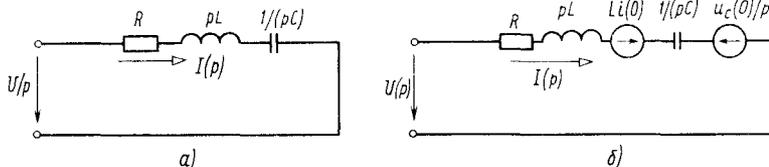


Рис. 4.8. Операторная схема замещения неразветвленной цепи с  $R$ -,  $L$ - и  $C$ -элементами при нулевых (*а*) и ненулевых (*б*) начальных условиях

Выражение (4.32) представляет собой закон Ома в операторной форме.

Преобразуют (4.31) к виду

$$I(p) = \frac{UCp}{p(p^2LC + pCR + 1)} = \frac{UC}{LC\left(p^2 + \frac{R}{L}p + \frac{1}{LC}\right)} = \frac{U/L}{p^2 + \frac{R}{L}p + \frac{1}{LC}}. \quad (4.33)$$

Вводят обозначения:

$R/(2L) = \beta$  — коэффициент затухания,

$\sqrt{\frac{1}{LC}} = \omega_0$  — резонансная частота идеального  $LC$ -контура ( $R=0$ ),

$\sqrt{\beta^2 - \omega_0^2} = \omega_c$  — частота собственных колебаний  $RLC$ -контура.

Переписывают уравнение (4.33) с учетом введенных обозначений:

$$I(p) = \frac{U/L}{p^2 + 2\beta p + \omega_0^2}. \quad (4.34)$$

3. По изображению  $I(p)$  находят оригинал  $i(t)$  с помощью формулы разложения (4.29). Сравнивая (4.34) с (4.28), нетрудно убедиться, что

$$F_1(p) = U/L, \quad (4.35)$$

$$F_2(p) = p^2 + 2\beta p + \omega_0^2. \quad (4.36)$$

Как уже отмечалось, число слагаемых в (4.29) равно числу корней уравнения  $F_2(p) = 0$ , которое с учетом (4.36) имеет вид

$$p^2 + 2\beta p + \omega_0^2 = 0. \quad (4.37)$$

Определяют корни уравнения (4.37):

$$\begin{aligned} p_1 &= -\beta + \sqrt{\beta^2 - \omega_0^2}, \\ p_2 &= -\beta - \sqrt{\beta^2 - \omega_0^2}. \end{aligned} \quad (4.38)$$

Для  $\beta^2 > \omega_0^2$  корни характеристического уравнения являются действительными величинами. В этом случае переходный процесс имеет аperiодический характер. Для  $\beta^2 < \omega_0^2$  корни характеристического уравнения будут комплексными величинами:

$$\begin{aligned} p_1 &= -\beta + j\sqrt{\omega_0^2 - \beta^2}, \\ p_2 &= -\beta - j\sqrt{\omega_0^2 - \beta^2}. \end{aligned} \quad (4.39)$$

При этом переходный процесс является периодическим колебательным. Соотношение  $\beta^2 = \omega_0^2$  соответствует предельному случаю аperiодического процесса. Следовательно, формула разложения бу-

дет состоять из двух слагаемых, т. е. искомый ток переходного процесса

$$i(t) = \frac{U/L}{F_2'(p_1)} e^{p_1 t} + \frac{U/L}{F_2'(p_2)} e^{p_2 t}. \quad (4.40)$$

Находят производную  $F_2'(p)$ :

$$\begin{aligned} F_2'(p_1) &= 2p_1 + 2\beta, \\ F_2'(p_2) &= 2p_2 + 2\beta. \end{aligned} \quad (4.41)$$

Для случая действительных корней (4.38) с учетом (4.41) уравнение (4.40) принимает вид

$$\begin{aligned} i(t) &= \frac{U/L}{2(-\beta + \sqrt{\beta^2 - \omega_0^2} + \beta)} e^{-(\beta - \sqrt{\beta^2 - \omega_0^2})t} + \\ &+ \frac{U/L}{2(-\beta - \sqrt{\beta^2 - \omega_0^2} + \beta)} e^{-(\beta + \sqrt{\beta^2 - \omega_0^2})t} = \\ &= \frac{U/L}{2\sqrt{\beta^2 - \omega_0^2}} \left[ e^{-(\beta - \sqrt{\beta^2 - \omega_0^2})t} - e^{-(\beta + \sqrt{\beta^2 - \omega_0^2})t} \right]. \end{aligned}$$

Обозначив  $\sqrt{\beta^2 - \omega_0^2} = \omega_c$ , получим

$$i = \frac{U}{2L\omega_c} e^{-(\beta - \omega_c)t} - \frac{U}{2L\omega_c} e^{-(\beta + \omega_c)t}. \quad (4.42)$$

Приняв  $U/(2L\omega_c) = I$ , получают

$$i = I e^{-(\beta - \omega_c)t} - I e^{-(\beta + \omega_c)t} \quad (4.43)$$

Оба слагаемых (4.43) представляют собой экспоненты. При этом, поскольку второе слагаемое имеет большее значение (абсолютное) показателя степени, чем первое, описываемая им экспонента изменится круче, чем экспонента, описываемая первым слагаемым (рис. 4.9, а). Суммарная кривая тока переходного процесса в цепи, как видно из рис. 4.9, а, носит аperiодический затухающий характер, не меняя во времени своего знака.

**Периодический колебательный переходный процесс в RLC-цепи** возникает при комплексных корнях ( $\omega_0^2 > \beta^2$ ) уравнения (4.39). Тогда выражение (4.40) имеет вид

$$i = \frac{U}{2Lj\omega_c} e^{-(\beta - j\omega_c)t} - \frac{U}{2Lj\omega_c} e^{-(\beta + j\omega_c)t}. \quad (4.44)$$

Переходя от показательной формы комплексных чисел в (4.44) к их тригонометрической форме, получают

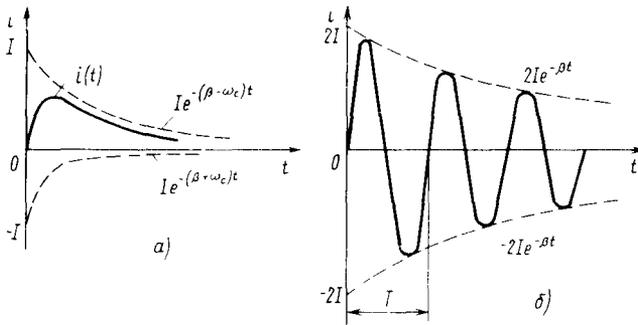


Рис. 4.9. Характеристики переходного процесса в неразветвленной цепи с  $R$ -,  $L$ - и  $C$ -элементами при аperiodическом (а) и периодическом (б) характере изменения процесса

$$\begin{aligned}
 i &= \frac{U}{2Lj\omega_c} e^{-\beta t} [(\cos \omega_c t + j \sin \omega_c t) - \\
 &\quad - (\cos \omega_c t - j \sin \omega_c t)] = \\
 &= \frac{U}{L\omega_c} e^{-\beta t} \sin \omega_c t.
 \end{aligned}$$

С учетом того, что  $U/(L\omega_c) = 2I$ , имеем

$$i = 2I e^{-\beta t} \sin \omega_c t. \quad (4.45)$$

Как следует из выражения (4.45), ток  $i$  переходного процесса представляет собой в данном случае затухающую синусоидально изменяющуюся функцию, период которой  $T = 2\pi/\omega_c$  (рис. 4.9, б).

#### Контрольные вопросы

1. Что понимают под переходным процессом в электрических цепях?
2. Какие факторы вызывают переходные процессы?
3. В чем сущность классического метода анализа переходных процессов?
4. Как определяется установившаяся составляющая тока переходного процесса?
5. Какие элементы электрической цепи вызывают свободную составляющую тока переходного процесса и как она определяется?
6. Сформулируйте законы коммутации.
7. Какими уравнениями описывается переходный процесс в неразветвленной цепи с  $R$ - и  $C$ -элементами при включении ее на постоянное напряжение?
8. Что такое постоянная времени и как ее определяют?
9. Какими уравнениями описывается переходный процесс в неразветвленной цепи с  $R$ - и  $L$ -элементами при включении ее на постоянное напряжение?
10. Какие условия определяют постоянные интегрирования?
11. Что называется оригиналом и что изображением?
12. В чем сущность операторного метода?
13. Составьте операторную схему замещения для заданной электрической цепи.

14. Примените теорему разложения для определения оригинала искомой функции.  
15. Каков характер переходного процесса в неразветвленной цепи с  $R$ -,  $L$ - и  $C$ -элементами при включении ее на постоянное напряжение и от чего он зависит?

## ГЛАВА 5

### ПЕРИОДИЧЕСКИЕ НЕСИНУСОИДАЛЬНЫЕ ТОКИ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ

#### § 5.1. ПРИЧИНЫ ВОЗНИКНОВЕНИЯ ПЕРИОДИЧЕСКИХ НЕСИНУСОИДАЛЬНЫХ ЭДС, ТОКОВ И НАПРЯЖЕНИЙ. ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ПЕРИОДИЧЕСКИХ НЕСИНУСОИДАЛЬНЫХ ФУНКЦИЙ РЯДОМ ФУРЬЕ

В предыдущих главах были рассмотрены электромагнитные процессы в электрических цепях, питаемых синусоидальными или постоянными напряжениями.  $R$ -,  $L$ - и  $C$ -элементы этих цепей являлись линейными и поэтому не оказывали влияния на формы кривых тока и напряжения. Однако на практике часто встречаются электрические цепи, в которых возникают несинусоидальные токи и напряжения, что обусловлено следующими причинами: несовершенством источников электрической энергии постоянной и синусоидальной эдс, подключением линейных электрических цепей к источникам электрической энергии, в которых создается эдс специальной формы (например, к генераторам с пилообразной или прямоугольной формой напряжения); наличием в электрических цепях различного рода нелинейных элементов (например, выпрямителей). Для анализа цепей, питаемых несинусоидальным напряжением, можно использовать те же методы, что и для цепей синусоидального напряжения, при условии, что периодически изменяющаяся несинусоидальная функция напряжения будет представлена в виде ряда синусоидальных функций — ряда Фурье.

Пусть задана некоторая периодически изменяющаяся несинусоидальная функция  $F(\omega t)$ . Она может быть представлена рядом Фурье в виде

$$\begin{aligned} F(\omega t) = & A_0 + A_{1m} \sin(\omega t + \psi_1) + \\ & + A_{2m} \sin(2\omega t + \psi_2) + \dots + A_{km} \sin(k\omega t + \psi_k) + \\ & + \dots + A_{nm} \sin(n\omega t + \psi_n) + \dots \end{aligned} \quad (5.1)$$

Ряд состоит из постоянной составляющей  $A_0$  и синусоид с амплитудами (коэффициентами ряда)  $A_{1m}, A_{2m}, \dots, A_{km}, \dots, A_{nm}$  и возрастающими частотами  $\omega, 2\omega, \dots, k\omega, \dots, n\omega$ , начальными фазами  $\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_k, \dots, \psi_n$ . Эти синусоиды называются гармоническими составляющими ряда или просто *гармониками*. Первая из них имеет период, равный периоду несинусоидальной величины, и называется *основной гармоникой*, остальные — высшими гармониками.

Ряд Фурье (5.1) можно представить в другом виде. Для этого выражают член  $A_{km} \sin(k\omega t + \psi_k)$  ряда как

$$A_{km} \cos \psi_k \sin k\omega t + A_{km} \sin \psi_k \cos k\omega t = B_{km} \sin k\omega t + C_{km} \cos k\omega t,$$

где  $B_{km} = A_{km} \cos \psi_k$ ,  $C_{km} = A_{km} \sin \psi_k$ .

Тогда

$$\begin{aligned} F(\omega t) = & A_0 + B_{1m} \sin \omega t + B_{2m} \sin 2\omega t + \dots + B_{km} \sin k\omega t + \\ & + \dots + B_{nm} \sin n\omega t + C_{1m} \cos \omega t + C_{2m} \cos 2\omega t + \\ & + \dots + C_{km} \cos k\omega t + \dots + C_{nm} \cos n\omega t. \end{aligned}$$

При обратном переходе  $A_{km} = \sqrt{B_{km}^2 + C_{km}^2}$ ,  $\operatorname{tg} \psi_k = C_{km}/B_{km}$ .

В случае, когда несинусоидальная функция задана аналитически, коэффициенты ряда вычисляют по формулам:

$$\begin{aligned} A_0 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} F(\omega t) d(\omega t) = \frac{1}{T} \int_0^T F(\omega t) dt, \\ B_{km} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} F(\omega t) \sin k\omega t d(\omega t) = \frac{2}{T} \int_0^T F(\omega t) \sin k\omega t dt, \\ C_{km} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} F(\omega t) \cos k\omega t d(\omega t) = \frac{2}{T} \int_0^T F(\omega t) \cos k\omega t dt. \end{aligned}$$

В справочной литературе даны ряды Фурье периодических несинусоидальных функций, которые наиболее часто встречаются в электротехнике и электронике. Если функция задается в виде графика, применяют замену интегралов соответствующими суммами (используют приближенный гармонический анализ).

## § 5.2. АНАЛИЗ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ, ПИТАЕМЫХ ПЕРИОДИЧЕСКИМИ НЕСИНУСОИДАЛЬНЫМИ НАПРЯЖЕНИЯМИ

Рассмотрим анализ последовательной электрической цепи с линейными элементами: резистором  $R$ , индуктивной катушкой  $L$  и конденсатором  $C$ , питание которой осуществляется несинусоидальным напряжением, заданным рядом Фурье  $u(t) = U_0 + u_1 + u_2 + \dots + u_k + \dots + u_n$ . Здесь  $U_0$  — постоянная составляющая напряжения;  $u_1 = U_{1m} \sin(\omega t + \psi_{u1})$ ,  $u_2 = U_{2m} \sin(2\omega t + \psi_{u2})$ , ...,  $u_k = U_{km} \sin(k\omega t + \psi_{uk})$ ,

...  $u_n = U_{nm} \sin(n\omega t + \psi_{un})$  — гармонические составляющие напряжения.

Для анализа удобно рассмотреть цепь с последовательно включенными источниками синусоидальных напряжений  $u_1, u_2, \dots, u_k, \dots, u_n$  и источника постоянного напряжения, как показано на рис. 5.1. Применяя принцип суперпозиции (наложения), определяют токи отдельно от каждой гармонической составляющей напряжения (напряжения остальных гармонических составляющих принимают при этом равными нулю), а затем полученные значения токов суммируют. Ток  $I_0$  от постоянной составляющей напряжения

$U_0$  равен нулю, так как сопротивление конденсатора для постоянного тока равно бесконечности. Амплитуда тока от гармонической составляющей напряжения определяется равенством

$$I_{km} = U_{km} \sqrt{R^2 + \left(k\omega L - \frac{1}{k\omega C}\right)^2}. \quad (5.2)$$

Сдвиг фаз между током и соответствующим напряжением

$$\varphi_k = \arctg \frac{k\omega L - 1/(k\omega C)}{R}. \quad (5.3)$$

Мгновенный ток

$$i_k = I_{km} \sin(k\omega t + \psi_{uk} + \varphi_k).$$

Сумма мгновенных токов дает результирующий ток  $i = i_1 + i_2 + \dots + i_k + \dots + i_n$ .

Как видно из выражения (5.3), фазовый сдвиг между током и напряжением для соответствующей гармоники зависит не только от значений параметров  $R$ ,  $L$  и  $C$ , но и от частоты данной гармоники.

**Пример 5.1.** Для последовательной цепи, состоящей из  $R$ -,  $L$ - и  $C$ -элементов, определить мгновенный и действующий токи, если задано:  $u = 120 \sin \omega t + 20 \sin 3\omega t + 10 \sin 5\omega t$ ;  $R = 1$  Ом;  $X_L = 5$  Ом;  $X_C = 45$  Ом при частоте  $f = 50$  Гц ( $\omega = 314$  рад/с).

Используя выражение (5.2), определяют амплитуды токов для всех трех гармоник:

$$I_{1m} = 120 / \sqrt{1^2 + (5 - 45)^2} = 3 \text{ А}, \quad I_{3m} = 20 / \sqrt{1^2 + (3 \cdot 5 - 45/3)^2} = 20 \text{ А}, \\ I_{5m} = 10 / \sqrt{1^2 + (5 \cdot 5 - 45/5)^2} = 0,624 \text{ А}.$$

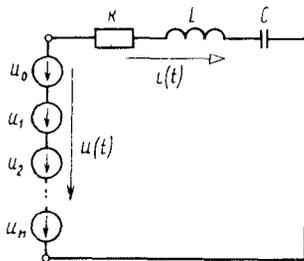


Рис. 5.1. Расчет последовательной электрической цепи с  $R$ -,  $L$ - и  $C$ -элементами, питаемой несинусоидальным напряжением

Согласно уравнению (5.3) находим углы сдвига фаз между током и напряжением для соответствующих гармоник:  $\varphi_1 = -88,5^\circ$ ,  $\varphi_3 = 0$ ,  $\varphi_5 = +86,5^\circ$ .

Тогда мгновенный ток  $i = 3 \sin(\omega t - 88,5^\circ) + 20 \sin 3\omega t + 0,624 \sin(5\omega t + 86,5^\circ)$  А. По аналогии с (5.5) запишем выражение для действующего тока:

$$I = \sqrt{(3/\sqrt{2})^2 + (20/\sqrt{2})^2 + (0,624/\sqrt{2})^2} = 14,3 \text{ А.}$$

Следует отметить, что на третьей гармонике возникает резонанс напряжений, так как  $3\omega L = 1/3\omega C$ . ( $3X_L = X_C/3$ ).

### § 5.3. ВЕЛИЧИНЫ, ХАРАКТЕРИЗУЮЩИЕ ПЕРИОДИЧЕСКИЕ НЕСИНУСОИДАЛЬНЫЕ НАПРЯЖЕНИЯ, ТОКИ И ЭДС

*Максимальным значением* несинусоидальной функции напряжения (тока, эдс) является наибольшее мгновенное значение этой функции за период.

*Действующее значение* напряжения (тока, эдс) определяется среднеквадратичным значением этой величины за период:

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt}. \quad (5.4)$$

Учитывая, что для несинусоидального напряжения

$$u = U_0 + \sum_{k=1}^n U_{km} \sin(k\omega t + \psi_{k,u}),$$

после интегрирования уравнения (5.4) получают

$$U = \sqrt{U_0^2 + U_1^2 + U_2^2 + \dots + U_k^2 + \dots + U_n^2}, \quad (5.5)$$

где  $U_k = U_{km}/\sqrt{2}$  — действующее напряжение каждой гармоники.

Аналогично полученным формулам можно записать действующие значения тока и эдс.

*Среднее значение* несинусоидального напряжения (тока, эдс) — это среднее значение ряда Фурье за период, равное постоянной составляющей, так как среднее значение синусоидальных составляющих равно нулю:

$$U_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T u dt = U_0.$$

При исследовании электрических цепей несинусоидального тока пользуются средним по модулю значением, которое определяется как среднее арифметическое значение модуля мгновенного значения за период, т. е.

$$U_{\text{ср мод}} = \frac{1}{T} \int_0^T |u| dt \geq U_{\text{ср}}.$$

Аналогично могут быть записаны выражения для средних значений тока и эдс.

Форму периодической несинусоидальной кривой напряжения (тока, эдс) характеризуют коэффициенты формы, амплитуды, искажения.

*Коэффициент формы* определяется отношением действующего значения несинусоидального напряжения к его среднему по модулю значению:  $K_{\text{ф}} = U/U_{\text{ср мод}}$ .

Для синусоидальной кривой, где среднее значение  $U_{\text{ср}} = U_{\text{ср мод}} = U_m \frac{2}{\pi}$ , а действующее значение  $U = U_m/\sqrt{2}$ , коэффициент формы  $K_{\text{ф}} = (U_m \pi)/(\sqrt{2} U_m 2) = \pi/(2\sqrt{2}) \approx 1,11$ .

*Коэффициент амплитуды* определяется отношением максимального значения несинусоидального напряжения к его действующему значению:  $K_{\text{а}} = U_m/U$ .

Для синусоидальной кривой, где  $U = U_m/\sqrt{2}$ ,  $K_{\text{а}} = \sqrt{2} \approx 1,41$ .

*Коэффициент искажения* определяется отношением действующего значения напряжения первой гармоники к действующему значению несинусоидальной кривой:  $K_{\text{и}} = U_1/U$ .

#### § 5.4. ВЛИЯНИЕ РЕЗИСТИВНОГО, ИНДУКТИВНОГО И ЕМКОСТНОГО ЭЛЕМЕНТОВ ЦЕПИ, ПИТАЕМОЙ НЕСИНУСОИДАЛЬНЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ, НА ФОРМУ КРИВОЙ ТОКА

Предполагают, что несинусоидальное напряжение источника питания задано в виде  $u(t) = u_1(t) + u_3(t) = U_{1m} \sin \omega t + U_{3m} \sin 3\omega t$ . Зависимость  $u = f(t)$  представлена на рис. 5.2, а. Рассматривают, какую форму будет иметь кривая тока в цепи при подключении к заданному напряжению  $R$ -,  $L$ - или  $C$ -элементов в отдельности.

**Включение резистора.** Если сопротивление  $R$  резистора не зависит от частоты  $\omega$ , сопротивление для всех гармоник одинаково. Ток через резистор

$$i(t) = i_1(t) + i_3(t) = \frac{U_{1m}}{R} \sin \omega t + \frac{U_{3m}}{R} \sin 3\omega t.$$

В этом случае кривая несинусоидального тока подобна кривой несинусоидального напряжения (рис. 5.2, б), т. е. искажения ее по сравнению с кривой напряжения не происходит.

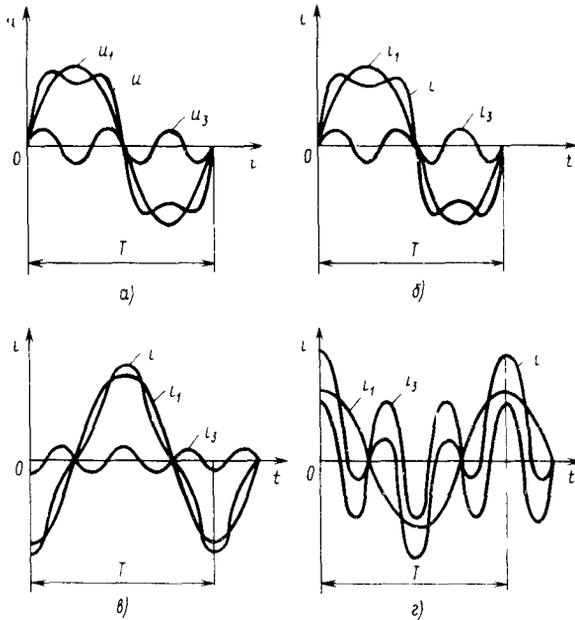


Рис. 5.2. Кривая питающего напряжения, состоящего из двух гармоник (а); изменение формы тока в цепи при отдельном включении резистора  $R$ , индуктивной катушки  $L$  и конденсатора  $C$  (б, в, г)

**Включение индуктивной катушки.** Сопротивление  $X_L$  индуктивного элемента возрастает с увеличением частоты  $\omega$ , т. е. ( $X_{L_1} = \omega L$ ) < ( $X_{L_3} = 3\omega L$ ). Ток через индуктивный элемент

$$i(t) = i_1(t) + i_3(t) = \frac{U_{1m}}{\omega L} \sin(\omega t - \pi/2) + \frac{U_{3m}}{3\omega L} \sin(3\omega t - \pi/2).$$

Отношение амплитуды третьей гармоники тока к амплитуде его основной гармоники в 3 раза меньше, чем отношение амплитуд соответствующих гармоник напряжения. Чем выше порядок гармоники тока, тем менее резко выражена ее несинусоидальность в кривой тока. Следовательно, в цепи с индуктивным элементом кривая несинусоидального тока (рис. 5.2, в) по форме ближе к синусоиде, чем кривая несинусоидального напряжения (рис. 5.2, а).

**Включение конденсатора.** Сопротивление  $X_C$  емкостного элемента уменьшается с увеличением частоты  $\omega$ , т. е.  $X_{C_1} = 1/(\omega C) > X_{C_3} = 1/(3\omega C)$ . Ток через емкостный элемент

$$i(t) = i_1(t) + i_3(t) = \frac{U_{1m}}{1/(\omega C)} \sin(\omega t + \pi/2) + \frac{U_{3m}}{1/(3\omega C)} \sin(3\omega t + \pi/2).$$

Отношение амплитуды третьей гармоники тока к амплитуде его основной гармоники в 3 раза больше, чем отношение амплитуд соответствующих гармоник напряжения. Чем выше порядок гармоники тока, тем более резко выражена ее несинусоидальность в кривой тока. Следовательно, в цепи с емкостным элементом кривая несинусоидального тока (рис. 5.2, з) по форме больше отличается от синусоиды, чем кривая несинусоидального напряжения (рис. 5.2, а).

### § 5.5. МОЩНОСТЬ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЦЕПИ ПРИ НЕСИНУСОИДАЛЬНЫХ НАПРЯЖЕНИИ И ТОКЕ

*Активная мощность*  $P$  определяется как средняя арифметическая величина из произведений мгновенных значений тока и напряжения:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T ui \, dt = \frac{1}{T} \int_0^T [U_0 I_0 \, dt + \\ + \sum_{k=1}^n u_k i_k \sin(k\omega t) \sin(k\omega t \pm \varphi_k) \, dt] = U_0 I_0 + \\ + \sum_{k=1}^n \frac{U_{km} I_{km}}{2} \cos \varphi_k = U_0 I_0 + \sum_{k=1}^n U_k I_k \cos \varphi_k = P_0 + \sum_{k=1}^n P_k.$$

Таким образом, значение активной (средней) мощности электрической цепи при несинусоидальных напряжении и токе равно сумме средних значений мощностей от каждой составляющей рядов Фурье, определяющих напряжение и ток.

*Реактивная мощность*  $Q$  может быть найдена аналогично активной. При этом следует учесть, что реактивная мощность от постоянных составляющих тока и напряжения равна нулю. Тогда

$$Q = \sum_{k=1}^n U_k I_k \sin \varphi_k = \sum_{k=1}^n Q_k.$$

*Полная мощность*  $S$  определяется как произведение действующих значений тока  $I$  и напряжения  $U$ :

$$S = UI.$$

Однако квадрат полной мощности  $S^2 > P^2 + Q^2$ , что указывает на наличие еще некоторой составляющей мощности. Эту составляющую называют *мощностью искажения*  $T$  и определяют из равенства

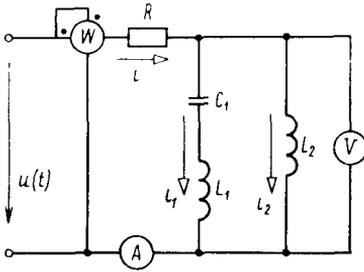


Рис. 5.3. Расчет электрической цепи, питаемой несинусоидальным напряжением

$$T = \sqrt{S^2 - (P^2 + Q^2)}.$$

Отношение  $T/S$  характеризует степень различия в форме кривых тока и напряжения. Мощность искажения равна нулю только в том случае, если в нагрузке отсутствуют индуктивные и емкостные элементы, т. е. нагрузка является чисто активной.

Рассмотрим пример анализа (расчета) линейной электрической цепи, питаемой несинусоидальным напряжением.

**Пример 5.2.** Для электрической цепи (рис. 5.3) дано: напряжение  $u = 20 + 10 \sin \omega t + 50\sqrt{2} \sin(3\omega t + 30^\circ)$  В; параметры цепи  $R = 5$  Ом,  $X_{L1} = 1$  Ом,  $X_{L2} = 8$  Ом,  $X_{C1} = 9$  Ом (величины  $X_{L1}$ ,  $X_{L2}$  и  $X_{C1}$  заданы для первой гармоники напряжения). Определить мгновенный ток  $i_2$ , показания амперметра и вольтметра (приборов электромагнитной системы), а также показание ваттметра.

Для решения задачи находят токи, напряжения и мощность от каждой составляющей заданного напряжения.

1. От постоянной составляющей напряжения  $U_{(0)} = 20$  В.

Ток  $I_{(0)} = I_2(0) = 20/5 = 4$  А. Ток в ветви, содержащей конденсатор  $C$ , равен нулю  $I_{1(0)} = 0$ , так как конденсатор для постоянного тока обладает сопротивлением, равным бесконечности. Показание вольтметра также равно нулю  $U_{V(0)} = X_{L2(0)} I_2(0) = 2\pi f_0 L_1 I_2(0) = 0$  (частота  $f_0$  постоянного тока равна нулю). Мощность  $P_{W(0)} = U_0 I_0 = 20 \cdot 4 = 80$  Вт.

2. От первой гармоники напряжения  $u_{(1)} = 10 \sin \omega t$  В. Воспользуемся комплексными сопротивлениями. Сопротивление первой ветви

$$\underline{Z}_{1(1)} = j\omega_{(1)} L_1 - j \frac{1}{\omega_{(1)} C_1} = jX_{L1} - jX_{C1} - j = -j8 \text{ Ом}.$$

Сопротивление второй ветви

$$\underline{Z}_{2(1)} = j\omega_{(1)} L_2 = jX_{L2} = j8 \text{ Ом}.$$

Комплексные сопротивления ветвей являются реактивными сопротивлениями (емкостного и индуктивного характера) и противоположны по знаку. При параллельном включении таких ветвей возникает резонанс токов, а эквивалентное сопротивление (при отсутствии активных параметров  $R$ )

$$\underline{Z}_{12(1)} = \underline{Z}_{1(1)} \underline{Z}_{2(1)} / (\underline{Z}_{1(1)} + \underline{Z}_{2(1)}) = (-j8)(j8) / (-j8 + j8) = 64/0 = \infty.$$

Следовательно, ток  $I_{(1)} = U_{(1)} / Z = 0$ . Тогда мощность  $P_{W(1)} = I_{(1)} U_{(1)} = 0$ , а показание вольтметра  $U_{V(1)}$  равно действующему значению напряжения первой гармоники, т. е.  $U_{V(1)} = 10/\sqrt{2}$  В.

Комплексное действующее значение тока во второй ветви

$$I_{2(1)} = \dot{U}_{(1)} / (jX_{L2(1)}) = 10 / (\sqrt{2}j8) \approx -j0,89 = 0,89e^{-j90^\circ} \text{ А.}$$

Тогда мгновенное значение тока  $i_2$  от первой гармоники

$$i_{2(1)} = 0,89\sqrt{2} \sin(\omega t - 90^\circ) = 1,25 \sin(\omega t - 90^\circ) \text{ А.}$$

3 От третьей гармоники  $u_{(3)} = 50\sqrt{2} \sin(\omega t - 30^\circ) \text{ В.}$

Комплексное сопротивление первой ветви

$$Z_{1(3)} = j3X_{L1(1)} - jX_{C1(1)}/3 = j3 - j3 = 0.$$

Следовательно, в первой ветви возникает резонанс напряжений. Эквивалентное сопротивление параллельного контура в этом случае равно нулю. Эквивалентное сопротивление цепи  $Z_{(3)} = R$ . Тогда ток

$$I_{(3)} = I_{1(3)} = U_{(3)} / Z_{(3)} = 50 / 5 = 10 \text{ А.}$$

Ток во второй ветви  $I_{2(3)} = 0$ , так как он проходит через первую ветвь. Показание вольтметра  $U_{V(3)} = X_{2(3)} I_{2(3)} = 0$ , а показание амперметра  $I_{A(3)} = I_{(3)} = 10 \text{ А.}$  Мощность  $P_{W(3)} = U_{(3)} I_{(3)} \cos \phi_{(3)} = RI_{(3)}^2 = 50 \cdot 10^2 = 500 \text{ Вт.}$

Мгновенный ток  $i_2$  находят путем суммирования токов от постоянной составляющей  $u$  и его первой и третьей гармоник:

$$i_2 = i_{2(0)} + i_{2(1)} + i_{2(3)} = 4 + 1,25 \sin(\omega t - 90^\circ) \text{ А.}$$

Амперметр и вольтметр электромагнитной системы показывают следующие действующие значения тока и напряжения:

$$I_A = \sqrt{I_{A(0)}^2 + I_{A(1)}^2 + I_{A(3)}^2} = \sqrt{4^2 + 0 + 10^2} \approx 10,8 \text{ А,}$$

$$U_V = \sqrt{U_{V(0)}^2 + U_{V(1)}^2 + U_{V(3)}^2} = \sqrt{0 + (10\sqrt{2})^2 + 0} \approx 14,1 \text{ В.}$$

Ваттметр показывает среднее значение мощности за период – активную мощность

$$P_W = P_{W(0)} + P_{W(1)} + P_{W(3)} = 80 + 0 + 500 = 580 \text{ Вт.}$$

### Контрольные вопросы

1. Какие причины приводят к возникновению в электрических цепях несинусоидальных токов и напряжений?
2. Какой метод лежит в основе расчета электрических цепей, питаемых несинусоидальным напряжением?
3. Приведите формулы для расчета действующих значений напряжения и тока в электрических цепях, питаемых несинусоидальным напряжением.
4. Какими коэффициентами характеризуются несинусоидальные электрические величины?
5. Как влияет характер нагрузки ( $R$ ,  $L$  и  $C$ ) на форму кривой тока при питании цепи несинусоидальным напряжением?
6. Как определить активную, реактивную и полную мощности в электрических цепях, питаемых несинусоидальным напряжением?

## МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ УСТРОЙСТВА

§ 6.1. НАЗНАЧЕНИЕ МАГНИТНЫХ ЦЕПЕЙ.  
ОСНОВНЫЕ ВЕЛИЧИНЫ, ХАРАКТЕРИЗУЮЩИЕ  
МАГНИТНУЮ ЦЕПЬ И МАГНИТНЫЕ МАТЕРИАЛЫ

*Магнитная цепь* — совокупность устройств, содержащих ферромагнитные тела, электромагнитные процессы в которых могут быть описаны с помощью таких понятий, как магнитодвижущая сила, магнитный поток и разность магнитных потенциалов.

Магнитная цепь содержит элементы (намагничивающая катушка, постоянный магнит), возбуждающие магнитный поток и магнитопроводы.

Магнитные цепи предназначаются для усиления электромеханического и индукционного действия магнитного поля путем значительного увеличения магнитного потока в результате намагничивания ферромагнитных материалов током. Намагниченное тело создает добавочное магнитное поле и тем самым увеличивает магнитное поле цепи. Для получения больших магнитных потоков на магнитную цепь помещается катушка, по которой проходит электрический ток.

Магнитные цепи играют важную роль в электрических машинах, трансформаторах, электромагнитных реле, электроизмерительных приборах и других электротехнических устройствах, так как создают большие магнитные потоки при сравнительно малых токах в обмотках, необходимые для работы этих устройств. Размеры и вес самих устройств при этом уменьшаются.

*Магнитная индукция*  $\mathbf{B}$  — векторная величина, определяющая силу, действующую на движущуюся заряженную частицу со стороны магнитного поля, и выражается в теслах (Тл).

*Напряженность магнитного поля*  $\mathbf{H}$  — векторная величина, равная геометрической разности вектора магнитной индукции, деленного на магнитную постоянную, и вектора намагниченности

$$\mathbf{H} = \mathbf{B}/\mu_0 - \mathbf{M},$$

где  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м — магнитная постоянная;  $\mathbf{M}$  — намагниченность, характеризующая магнитное состояние вещества, А/м. Единица измерения  $\mathbf{H}$  — А/м.

*Абсолютная магнитная проницаемость*  $\mu_a$  — величина, характеризующая магнитные свойства вещества. Для изотропных веществ магнитная проницаемость является скалярной величиной, равной отношению модуля магнитной индукции к модулю напряженности магнитного поля:

$$\mu_a = B/H. \quad (6.1)$$

Относительная магнитная проницаемость  $\mu_r$  — величина, равная отношению абсолютной магнитной проницаемости  $\mu_a$  к магнитной постоянной  $\mu_0$ :

$$\mu_r = \mu_a / \mu_0.$$

Для воздуха  $\mu_r = 1$ , так как  $\mu_a = \mu_0$ . Относительная магнитная проницаемость — величина безразмерная.

Магнитный поток  $\Phi$  — поток вектора магнитной индукции сквозь некоторую поверхность  $S$ :

$$\Phi = \int_S \mathbf{B} d\mathbf{S} = \int_S B \cos \alpha dS,$$

где  $dS$  — элемент поверхности  $S$ ;  $\alpha$  — угол между направлением вектора магнитной индукции и перпендикуляром к поверхности  $dS$ .

В том случае, когда вектор магнитной индукции перпендикулярен пронизываемой им поверхности  $S$ , т. е. когда угол  $\alpha = 0$ ,

$$\Phi = BS. \quad (6.2)$$

Магнитный поток выражается в веберах (Вб) и является интегральной оценкой магнитного поля.

Магнитодвижущая сила (мдс)  $F$  — скалярная величина, равная линейному интегралу напряженности магнитного поля вдоль рассматриваемого замкнутого контура  $l$ , охватывающего полный ток, который создает это поле:

$$F = \oint_l \mathbf{H} dl,$$

где  $dl$  — элемент контура интегрирования.

Магнитодвижущая сила выражается в амперах (А).

## § 6.2. МАГНИТНЫЕ СВОЙСТВА И ХАРАКТЕРИСТИКИ ФЕРРОМАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ, ПРИМЕНЯЕМЫХ ДЛЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ МАГНИТОПРОВОДОВ. КЛАССИФИКАЦИЯ МАГНИТНЫХ ЦЕПЕЙ

Все материалы по магнитным свойствам делятся на две группы: ферромагнитные (железо, кобальт, никель, гадолиний и некоторые другие материалы и сплавы) и неферромагнитные (все материалы, за исключением ферромагнитных, например дерево). Различные магнитные свойства материалов наглядно характеризуются зависимостью  $B=f(H)$ , графическое изображение которой называют кривой намагничивания. Для неферромагнитных материалов зависимость  $B=f(H)$  является линейной (рис. 6.1 — кривая 4), а для ферромагнитных — существенно нелинейной (рис. 6.1 — кривая 1).

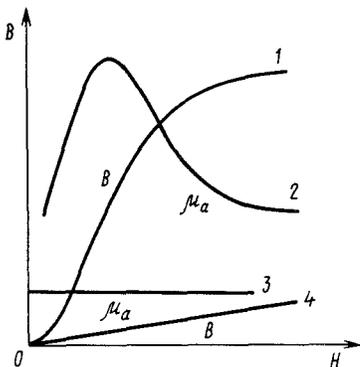


Рис. 6.1. Кривая намагничивания  $B(H)$  и зависимость абсолютной магнитной проницаемости  $\mu_a$  от напряженности магнитного поля  $H$  для ферромагнитных (1 и 2) и неферромагнитных (3 и 4) материалов

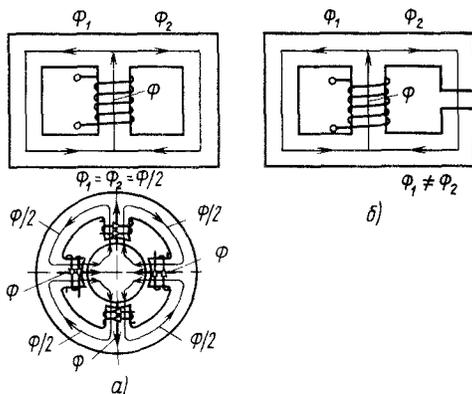


Рис. 6.2. Схемы разветвленных магнитных цепей:

а — симметричных; б — несимметричных

Производная  $dB/dH$  дает зависимость абсолютной магнитной проницаемости  $\mu_a$  от напряженности магнитного поля  $H$ :  $\mu_a = f(H)$  (см. рис. 6.1 — кривые 2 и 3). Нелинейный характер кривых  $B = f(H)$  и  $\mu_a = f(H)$  для ферромагнитных материалов оказывает большое влияние на расчет магнитных цепей.

Ферромагнитные материалы подразделяются на магнитомягкие и магнитотвердые. *Магнитомягкие материалы* — технически чистое железо, электротехнические конструкционные стали, пермаллой, некоторые типы ферритов — имеют небольшую коэрцитивную силу, до 100 А/м, т. е. узкую петлю гистерезиса. *Магнитотвердые материалы* — мартенситные стали, сплавы железа, никеля, алюминия, кобальта и некоторые типы ферритов — имеют значительно большую коэрцитивную силу, до  $3,2 \cdot 10^5$  А/м, а следовательно, широкую петлю гистерезиса. Поэтому потери энергии на перемагничивание, прямо пропорциональные площади петли гистерезиса для магнитомягких материалов, ниже, чем для магнитотвердых. Магнитомягкие материалы используют в устройствах с изменяющимися магнитными полями; магнитотвердые применяют, в частности, для изготовления постоянных магнитов.

Основной магнитный материал, используемый в электротехнических устройствах, — электротехническая сталь различных марок, представляющая сплав железа с кремнием (кремния 0,5...5%). Такие стали отличаются хорошими электромагнитными свойствами, высокой магнитной проницаемостью, малыми потерями энергии на вихревые токи и перемагничивание.

Различные ферромагнитные материалы обладают неодинаковой способностью намагничиваться. Так, при одинаковой напряженности  $H$  магнитного поля величина магнитной индукции  $B$  для электротехнической стали во много раз больше, чем для чугуна. Кривая намагничивания как основная характеристика материалов для электротехнических устройств получена русским электротехником А. Г. Столетовым еще в 1881 г.

По электромагнитным свойствам магнитные цепи можно разделить на следующие четыре группы.

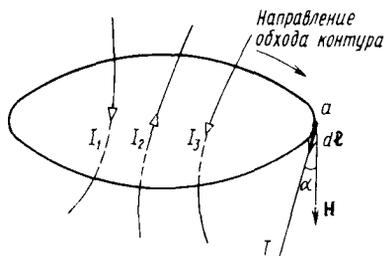


Рис. 6.3. Пояснение закона полного тока

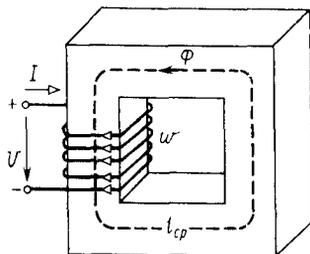


Рис. 6.4. Магнитная цепь с замкнутым прямоугольным магнитопроводом и сосредоточенной намагничивающей обмоткой

сдвинуты друг относительно друга на угол  $\alpha$  (рис. 6.3), скалярное произведение векторов

$$H dl = (H \cos \alpha) dl.$$

Тогда закон полного тока может быть записан в виде

$$\oint_l (H \cos \alpha) dl = \Sigma I. \quad (6.4)$$

Знак тока  $I$  зависит от его направления. Если правосторонний винт ввинчивать по направлению тока и его вращения будет совпадать с направлением обхода контура, ток берется со знаком плюс; если же вращение винта направлено навстречу направлению обхода контура, ток берется со знаком минус. Для рис. 6.3  $\Sigma I = I_1 - I_2 + I_3$ .

Обычно при расчете магнитных цепей контур интегрирования совпадает с линией магнитного поля. В этом случае напряженность  $H$  магнитного поля вдоль всего пути интегрирования — величина постоянная, а вектор  $H$  совпадает с касательной в любой точке контура интегрирования. Следовательно, угол  $\alpha = 0$ . Тогда уравнение (6.4) принимает вид

$$H \oint_l dl = \Sigma I. \quad (6.5)$$

Интеграл  $\oint_l dl$  равен длине контура, вдоль которого производят интегрирование, т. е. длине средней линии магнитного потока. Поэтому выражение (6.5) преобразуется в алгебраическое уравнение  $H l_{cp} = \Sigma I$ .

Полученное уравнение напоминает уравнение второго закона Кирхгофа для электрической цепи. Для катушки (обмотки) с числом

витков  $w$ , размещенной на магнитопроводе (сердечнике) магнитной цепи (рис. 6.4) оно имеет вид

$$Hl_{cp} = wI, \quad (6.6)$$

где  $wI = F$  — магнитодвижущая сила, А.

Используя формулы (6.1), (6.2) и (6.6), получают математическое выражение для магнитного потока

$$\Phi = BS = H\mu_a S = (wI/l_{cp}) \mu_a S = \frac{F}{l_{cp}/(\mu_a S)},$$

где  $l_{cp}/(\mu_a S) = R_M$  — магнитное сопротивление цепи.

Следовательно,

$$\Phi = F/R_M. \quad (6.7)$$

Соотношение (6.7) представляет закон Ома для магнитной цепи, согласно которому магнитный поток прямо пропорционален магнитодвижущей силе и обратно пропорционален магнитному сопротивлению. Для ферромагнитных материалов магнитное сопротивление ( $R_M$ ) изменяется, так как магнитная проницаемость  $\mu_a$  зависит от степени намагничивания материала, из которого выполнена магнитная цепь. Таким образом, магнитная цепь является нелинейной.

#### § 6.4. РАСЧЕТ НЕРАЗВЕТВЛЕННЫХ МАГНИТНЫХ ЦЕПЕЙ С ПОСТОЯННОЙ МАГНИТОДВИЖУЩЕЙ СИЛОЙ

При расчете магнитных цепей встречаются два вида задач — прямая и обратная. Прямая задача предполагает определение магнитодвижущей силы по заданному магнитному потоку, а обратная — нахождение магнитного потока по заданной мдс.

**Прямая задача.** Рассмотрим неразветвленную неоднородную магнитную цепь, изображенную на рис. 6.5, а, для которой задано: магнитный поток  $\Phi$ ; геометрические размеры и материал магнитопровода и соответственно кривая намагничивания

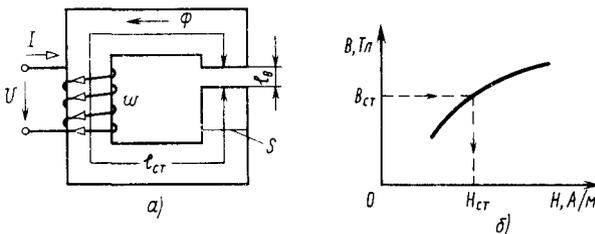


Рис. 6.5. Решение прямой задачи расчета магнитных цепей: а — схема неразветвленной неоднородной магнитной цепи; б — кривая намагничивания

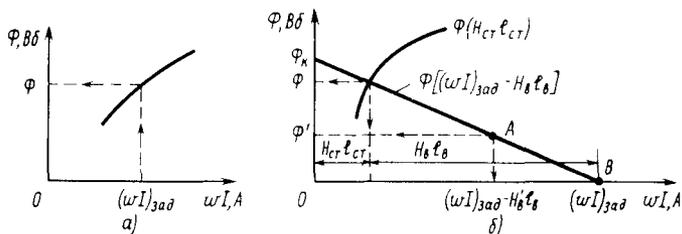


Рис. 6.6. Решение обратной задачи расчета магнитных цепей:  
 а — определение магнитного потока по заданной мдс; б — использование опрокинутой характеристики

$B=f(H)$  (рис. 6.5, б). Требуется определить мдс, обеспечивающую заданный магнитный поток.

*Решение.* Данная магнитная цепь имеет воздушный зазор, а следовательно, является неоднородной. Делят цепь на участки таким образом, чтобы в пределах каждого из них материал и сечение сердечника оставались неизменными. Если считать сечение по всей длине постоянным и пренебрегать магнитным потоком рассеяния и выпучиванием основного магнитного потока, таких участков будет два: участок ферромагнитного материала (стали) длиной  $l_{ст}$  и воздушный зазор длиной  $l_в$ . Закон полного тока в этом случае запишется в виде

$$H_{ст}l_{ст} + H_вl_в = \omega I, \quad (6.8)$$

где  $H_{ст}$  — напряженность магнитного поля в ферромагнитном материале;  $l_{ст}$  — длина средней линии магнитного потока в ферромагнитном материале;  $H_в$  — напряженность магнитного поля в воздушном зазоре;  $l_в$  — длина воздушного зазора.

Полученное выражение (6.8) можно сравнить с выражением второго закона Кирхгофа для электрической цепи:  $E = R_1I_1 + R_2I_2 = U_1 + U_2$ . Следовательно, величина  $\omega I = F$  является магнитодвижущей силой, а произведения  $HI$  — соответствующими магнитными напряжениями  $U_m$ .

Будем считать, что весь магнитный поток  $\Phi$ , создаваемый током  $I$ , проходит по магнитной цепи. Тогда, согласно (6.2), магнитная индукция в ферромагнитном материале и воздушном зазоре  $B_{ст} = B_в = \Phi/S$ , где  $B_в$  — магнитная индукция в воздушном зазоре.

Зная величину  $B_{ст}$ , находят по кривой намагничивания  $B=f(H)$  напряженность  $H_{ст}$  магнитного поля в ферромагнитном материале (см. рис. 6.5, б). Напряженность магнитного поля в воздушном зазоре определяется из выражения  $H_в = B_в/\mu_0$ . Учитывают, что  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м,

$$H_в = 8 \cdot 10^5 B_в \text{ А/м}. \quad (6.9)$$

Подставляя полученные значения напряженностей  $H_{ст}$  и  $H_в$  магнитного поля в (6.8), находим требуемую мдс  $F = \omega I$ .

Решение прямой задачи позволяет перейти к разработке конструктивно-технологического варианта исполнения катушки. Если задан ток  $I$  через катушку, рассчитывают число витков  $w = F/I$ ; если же задано число витков  $w$ , определяют, какой ток должен протекать по катушке. По значению тока выбирают сечение и тип

провода. Затем решают вопрос о конструктивном размещении катушки на магнитопроводе.

**Обратная задача.** Для магнитной цепи, представленной на рис. 6.5, а, задана мдс. Требуется определить магнитный поток  $\Phi$ .

**Решение.** Поставленную задачу решают путем построения графика зависимости магнитного потока  $\Phi$  от мдс:  $\Phi = f(F)$ . Для этого необходимо предварительно решить несколько прямых задач для различных значений магнитного потока (обычно достаточно 3...5 значений). Первое значение магнитного потока выбирают исходя из того, что магнитное сопротивление стали  $R_{м ст} = 0$ , а основным сопротивлением является сопротивление  $R_{в}$  воздушного зазора. В этом случае значение  $\Phi_{в}$  магнитного потока будет несколько завышенным, поэтому далее задаются меньшими значениями потока. При  $R_{м ст} = 0$  закон полного тока для рассматриваемой цепи имеет вид  $H_{в} l_{в} = wI$ . Отсюда  $H_{в} = (wI)_{зад} / l_{в}$ .

Магнитная индукция в воздушном зазоре  $B_{в} = \mu_0 H_{в}$ , а магнитный поток  $\Phi_{в} = B_{в} S$ , где  $S$  — сечение магнитопровода, через который проходит магнитный поток,  $m^2$ .

Затем задаются меньшими значениями магнитного потока. Результаты вычислений сводят в табл. 6.1.

Таблица 6.1

№ п/п	$\Phi$ , Вб	$B$ , Тл	$H_{ст}$ , А/м	$H_{ст} l_{ст}$ , А	$H_{в}$ , А/м	$H_{в} l_{в}$ , А	$F = wI = \Sigma Hl$ , А
1	$\Phi_{в}$						
2	$0,9\Phi_{в}$						
3	$0,8\Phi_{в}$						

По полученным данным строят зависимость  $\Phi = f(wI)$  (рис. 6.6, а) и по заданной мдс находят искомый магнитный поток  $\Phi$ .

Обратную задачу можно решить с помощью так называемой опрокинутой характеристики (рис. 6.6, б). Для этого строят зависимость  $\Phi = f_1(H_{ст} l_{ст})$  и опрокинутую характеристику  $\Phi = f_2(wI_{зад} - H_{в} l_{в})$  — прямую линию. При построении последней полагают  $R_{м ст} = 0$  и, задавшись значением  $\Phi'$  магнитного потока, определяют величину  $H_{в}' l_{в}$ , а затем — положение точки А, соответствующее значениям  $\Phi'$  и  $H_{в}' l_{в}$ . Через точки А и В (рис. 6.6, б) проводят прямую. Точка пересечения зависимостей  $\Phi = f_1(H_{ст} l_{ст})$  и  $\Phi = f_2(wI_{зад} - H_{в} l_{в})$  дает искомое значение магнитного потока  $\Phi$ .

Эту же опрокинутую характеристику можно построить, воспользовавшись режимом короткого замыкания (на рис. 6.6 точка  $\Phi_x$ ):

$$\Phi_x = (wI)_{зад} / R_{в},$$

где  $R_{в} = l_{в} / (\mu_0 S)$ .

## § 6.5. РАСЧЕТ РАЗВЕТВЛЕННЫХ МАГНИТНЫХ ЦЕПЕЙ С ПОСТОЯННОЙ МАГНИТОДВИЖУЩЕЙ СИЛОЙ

Расчет симметричных разветвленных магнитных цепей аналогичен расчету неразветвленных цепей. Перед началом расчета необходимо выявить оси симметрии цепи. Разделив цепь по осям сим-

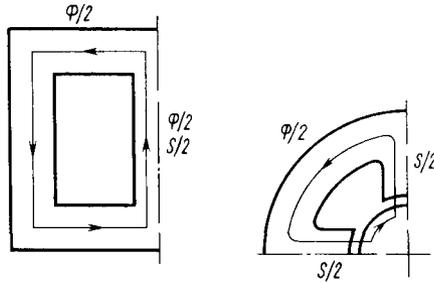


Рис. 6.7. Преобразование разветвленных магнитных цепей в неразветвленные

метрии, получают неразветвленные цепи, необходимые для расчета. Например, симметричные магнитные цепи, представленные на рис. 6.2, *a*, *b*, после разделения по осям симметрии превращаются в неразветвленные (рис. 6.7) и рассматриваются, как указано в § 6.4.

**Расчет несимметричных разветвленных магнитных цепей.** Последовательность расчета во многом зависит не только от конфигурации цепи, но и от условий поставленной задачи. Полагают, что геометрические размеры и материал магнитопровода известны. Рассматривают два варианта расчета на примере магнитной цепи, схема которой изображена на рис. 6.8, *a*. Распределение магнитных потоков показано на рис. 6.8, *b*.

**Вариант 1.** Задан магнитный поток  $\Phi_3$  в третьем стержне магнитопровода. Требуется определить мдс.

*Решение.* Находят магнитную индукцию  $B_3$  и  $B_\alpha$  в третьем стержне магнитопровода  $B_3 = B_\alpha = \Phi_3/S_3$ , где  $S_3$  — сечение третьего стержня. По кривой намагничивания (см. рис. 6.5, *b*) определяют напряженность  $H_3$  магнитного поля в третьем

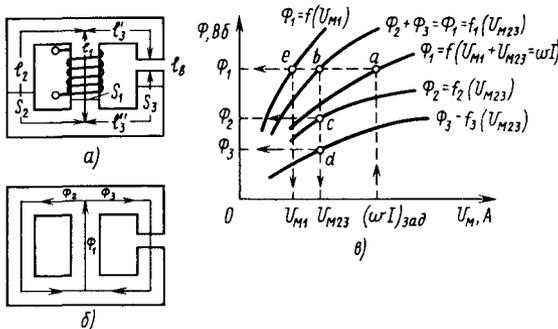


Рис. 6.8. Расчет разветвленной несимметричной магнитной цепи: *a* — схема цепи; *b* — распределение магнитных потоков в цепи; *в* — графическое определение магнитных потоков и магнитных напряжений

стержне, а из соотношения (6.9) — напряженность  $H_2$  магнитного поля в воздушном зазоре.

Далее находят магнитное напряжение параллельных второй и третьей ветвей:  $U_{M23} = H_3 \text{ст} (l_3 + l'_3) + H_B l_B$ . Так как магнитные потоки этих ветвей создаются одним и тем же магнитным напряжением, то  $U_{M23} = H_2 l_2$ . Отсюда напряженность магнитного поля во втором стержне магнитопровода  $H_2 = U_{M23} / l_2$ . Зная величину  $H_2$ , по кривой намагничивания определяют магнитную индукцию  $B_2$  во втором стержне, а затем и магнитный поток  $\Phi_2 = B_2 S_2$ . Применяя первый закон Кирхгофа для магнитных потоков, получают  $\Phi_1 = \Phi_2 + \Phi_3$ . Магнитная индукция в первом стержне  $B_1 = \Phi_1 / S_1$ . По кривой намагничивания находят напряженность  $H_1$  магнитного поля в первом стержне.

Магнитное напряжение первого стержня, необходимое для создания магнитного потока  $\Phi_1$  в этом участке,  $U_{M1} = H_1 l_1$ . Тогда искомая мдс равна сумме магнитных напряжений:

$$F = wI = U_{M1} + U_{M23}.$$

**Вариант 2.** Задана мдс ( $wI_{\text{зад}}$ ). Требуется определить магнитные потоки  $\Phi_1$ ,  $\Phi_2$ ,  $\Phi_3$  в ветвях магнитной цепи (рис. 6.8, а, б).

*Решение.* Задаваясь несколькими значениями магнитных потоков  $\Phi_2$  и  $\Phi_3$  в диапазоне допустимых рабочих индукций для материала, из которого выполнен магнитопровод, рассчитывают соответствующие магнитные напряжения  $U_{M23}$  (см. вариант 1). По результатам расчета строят зависимости  $\Phi_2 = f_2(U_{M23})$  и  $\Phi_3 = f_3(U_{M23})$  (рис. 6.8, в), суммируя полученные графики, строят зависимость  $\Phi_1 = \Phi_2 + \Phi_3 = f_1(U_{M23})$ . Далее, задаваясь несколькими значениями магнитного потока  $\Phi_1$ , рассчитывают соответствующие им магнитные напряжения  $U_{M1}$ , необходимые для построения зависимости  $\Phi_1 = f(U_{M1})$ . Суммируя для одних и тех же значений магнитного потока  $\Phi_1$  зависимости  $\Phi_1 = f_1(U_{M23})$  и  $\Phi_1 = f(U_{M1})$ , получают зависимость магнитного потока  $\Phi_1$  от величины мдс:  $\Phi_1 = f(U_{M1} + U_{M23}) = f(wI)$ . По графику этой зависимости (рис. 6.8, в) находят для значения  $wI_{\text{зад}}$  значение магнитного потока  $\Phi_1$  (на графике точка а). Точки б, с и d определяют магнитные потоки  $\Phi_2$  и  $\Phi_3$  и магнитное напряжение  $U_{M23}$ , а точка е — магнитное напряжение  $U_{M1}$ .

Сопоставляя уравнения для магнитных цепей

$$\Sigma \Phi = 0, \Sigma F = \Sigma U_M = \Sigma HI, \Phi = U_M / R_M \quad (6.10)$$

с уравнениями для электрических цепей

$$\Sigma I = 0, \Sigma E = \Sigma U = \Sigma IR, I = U / R,$$

можно сделать вывод, что магнитные цепи по аналогии с электрическими могут быть представлены схемами замещения. На рис. 6.9 дана схема замещения магнитной цепи, изображенной на рис. 6.8, а.

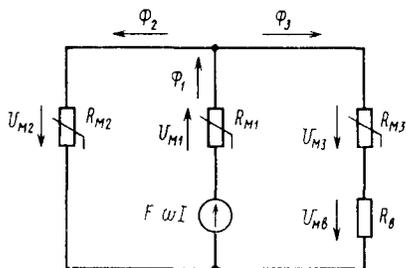


Рис. 6.9. Схема замещения разветвленной магнитной цепи

Аналитический расчет магнитных цепей с использованием уравнений (6.10) возможен только в том случае, когда можно пренебречь нелинейностью магнитной цепи, а магнитное сопротивление рассчитывать как  $R_m = l_{cp}/(\mu_0 S)$ .

### § 6.6. МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

Постоянные магниты широко применяются в приборостроении, в электрических машинах малой мощности, в электронике, в устройствах автоматики и в других электротехнических устройствах. Магнитопровод, в котором используются постоянные магниты, содержит кроме магнитов участки, выполняемые из магнитомягких материалов и воздушные зазоры. К таким участкам относятся полюсные наконечники и некоторые другие участки магнитопроводов.

В устройствах с постоянными магнитами отсутствуют намагничивающие катушки, а источником магнитного потока служит постоянный магнит. При расчете таких цепей используют размагничивающий участок петли гистерезиса. Пусть требуется получить постоянный магнит, имеющий форму разомкнутого кольца (рис. 6.10, а). Для этого на ферромагнитное кольцо наматывают катушку и подключают ее к источнику питания. Кольцо намагничивают до насыщения. Чтобы уменьшить ток намагничивания, в воздушный зазор вставляют ферромагнитный материал, который по окончании намагничивания вынимают.

После отключения намагничивающей катушки от напряжения ток в ней прекращается и магнитное состояние кольца характеризуется магнитной индукцией  $B$  при  $H=0$  и коэрцитивной силой  $-H_c$  при  $B=0$ .

Для определения магнитного потока  $\Phi_a$  в воздушном зазоре на кривой  $B=f(H)$  петли гистерезиса (участке размагничивания) строят зависимость  $B_a=f(H_a)$  — прямую, проходящую через начало координат. Пересечение этой прямой с кривой  $B=f(H)$  (точка а) определяет значение искомой магнитной индукции  $B_a$  (рис. 6.10, б).

Магнитный поток в воздушном зазоре  $\Phi_a = B_a S_a$ .

Угол наклона прямой  $B_a(H_a)$  можно найти из выражения

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{l_{cr}}{l_a} \mu_0 \frac{m_H}{m_B}$$

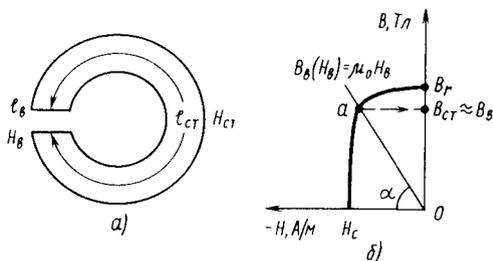


Рис. 6.10. Расчет магнитной цепи с постоянным магнитом: *a* — постоянный магнит кольцевой формы; *б* — графическое определение магнитной индукции в воздушном зазоре постоянного магнита ( $B_r$  — остаточная магнитная индукция,  $H_c$  — коэрцитивная сила)

где  $m_H$  и  $m_B$  — масштабы, принятые при построении кривой размагничивания.

### § 6.7. ОСОБЕННОСТИ МАГНИТНЫХ ЦЕПЕЙ С ПЕРЕМЕННОЙ МАГНИТОДВИЖУЩЕЙ СИЛОЙ

В технике получили широкое применение электротехнические устройства, магнитные поля которых возбуждаются переменными токами. К ним относятся трансформаторы, различные реле и контакторы, дроссели, магнитные усилители, электрические машины переменного тока и др.

Для того чтобы правильно оценить работу этих устройств, необходимо проанализировать электромагнитные процессы, возникающие при переменных магнитных потоках.

Рассмотрим магнитную цепь, содержащую индуктивную катушку с ферромагнитным магнитопроводом. При подключении катушки к источнику синусоидального напряжения  $u = U_m \sin \omega t$  в обмотке возникает переменный ток  $i$ . Этот ток создает переменный (как по величине, так и по направлению) магнитный поток  $\Phi$ , который индуцирует в обмотке переменную эдс самоиндукции  $e_L$ , определяемую согласно (1.3) выражением  $e_L = -w d\Phi/dt$ . Анализ электромагнитных процессов, протекающих в катушке, удобно начинать, рассматривая ее как идеализированный элемент электрической цепи, т. е. считать, что сопротивление проводов обмотки равно нулю и магнитные поля рассеяния отсутствуют.

**Электромагнитные процессы в идеализированной катушке.**

Для идеализированной катушки (рис. 6.11, *a*) можно записать равенство  $u + e_L = 0$  или  $u = -e_L = w d\Phi/dt$ .

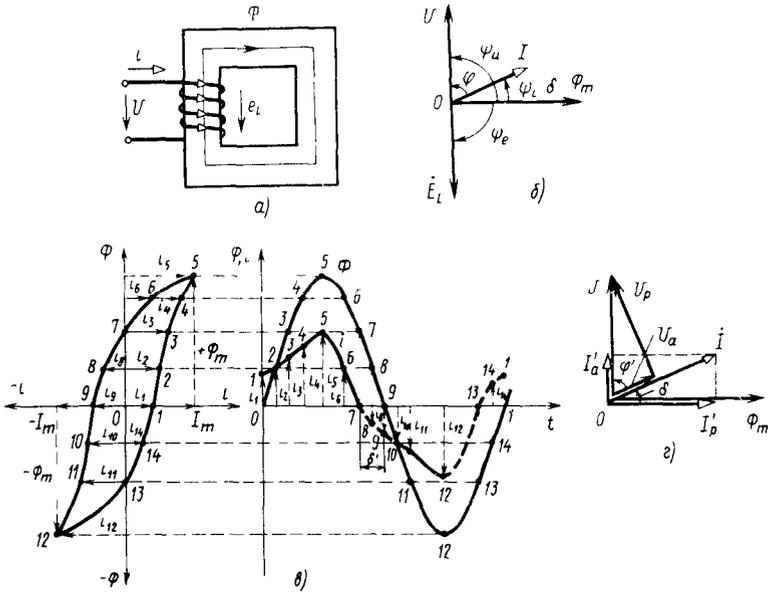


Рис. 6.11. Анализ электромагнитных процессов в идеализированной индуктивной катушке с ферромагнитным магнитопроводом: *a* — схема идеализированной катушки; *b* — векторная диаграмма идеализированной катушки; *c* — построение зависимости  $i=f(t)$ ; *d* — векторная диаграмма напряжений и токов идеализированной катушки

Решая данное равенство относительно переменного магнитного потока, находят

$$\Phi = \frac{1}{w} \int u dt + A, \quad (6.11)$$

где  $A$  — постоянная интегрирования, которая равна нулю, так как напряжение не содержит постоянной составляющей.

Подставляя в (6.11) напряжение  $u = U_m \sin \omega t$  и интегрируя его, получают

$$\Phi = \frac{U_m}{\omega w} \sin(\omega t - \pi/2) = \Phi_m \sin(\omega t - \pi/2). \quad (6.12)$$

Таким образом, при питании индуктивной катушки синусоидальным напряжением возникающий магнитный поток оказывается синусоидальным и отстает по фазе от питающего напряжения на угол  $\pi/2$ .

Используя (6.12), определяют эдс самоиндукции

$$e_L = -w d\Phi/dt = w\Phi_m \omega \sin(\omega t - \pi) = E_{Lm} \sin(\omega t - \pi).$$

Следовательно, эдс самоиндукции отстает по фазе от магнитного потока на угол  $\pi/2$ , а от питающего напряжения — на угол  $\pi$ .

Учитывая, что  $E_{Lm} = w\Phi_m\omega$ , а  $\omega = 2\pi f$ , записывают уравнение действующего значения эдс самоиндукции

$$E_L = E_{Lm}/\sqrt{2} = 4,44f w\Phi_m.$$

Векторная диаграмма эдс, напряжения и тока идеализированной катушки приведена на рис. 6.11, б. При построении диаграммы начальная фаза магнитного потока принята равной нулю:  $\Psi_\Phi = 0$ . Соответственно начальные фазы напряжения и эдс  $\Psi_u = \pi/2$ ,  $\Psi_e = -\pi/2$ . Рассматривают влияние ферромагнитного магнитопровода на форму кривой тока  $i$ , протекающего в катушке. Для этого используют петлю гистерезиса  $B = f(H)$  и синусоидальное изменение магнитного потока  $\Phi = \Phi_m \sin \omega t$ . Пересчитывают петлю гистерезиса так, чтобы построить график зависимости  $\Phi = f(i)$  (рис. 6.11, в). Задаваясь на этом графике точками 1—13, находят соответствующие значения тока, по которым строят зависимость  $i = f(t)$ . Несинусоидальный характер полученной зависимости (см. рис. 6.11, в) указывает на возникновение высших гармонических составляющих тока, наличие которых и приводит к искажению формы его кривой. Кроме того, как видно на рис. 6.11, в, ток  $i$  опережает по фазе магнитный поток  $\Phi$  на угол  $\delta'$ . Этот фазовый сдвиг обусловлен гистерезисом — потерями энергии на перемагничивание ферромагнитного магнитопровода. Если учесть потери энергии, обусловленные вихревыми токами, то фазовый сдвиг будет больше. Обозначим его через  $\delta$ .

Для построения векторной диаграммы и введения комплексных чисел необходимо несинусоидальный ток заменить эквивалентным синусоидальным. Для этого определяют действующее значение тока (среднеквадратичное значение тока за период), а затем амплитуду эквивалентной синусоиды:

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt}, \quad I_m = \sqrt{2}I.$$

Можно воспользоваться разложением в ряд Фурье, а затем найти эквивалентный действующий ток

$$I_{\text{кв}} = I = \sqrt{\sum_{k=1}^n I_k^2},$$

где  $k$  — номер гармонической составляющей тока;  $I_k$  — действующий ток  $k$ -й гармоники.

Мощность идеализированной катушки

$$P = UI \cos \varphi = UI \cos (\pi/2 - \delta).$$

Эта мощность обусловлена потерями энергии на гистерезис и на вихревые токи. Потери на гистерезис

$$P_r = \sigma_r f B_m^n G,$$

где  $\sigma_r$  — коэффициент, который зависит от материала магнитопровода;  $f$  — частота питающего напряжения;  $B_m$  — максимальная магнитная индукция;  $G$  — масса материала;  $n = 1,6$  для  $B_m \leq 1$  Тл,  $n = 2$  для  $B_m = 1,0 \dots 1,6$  Тл.

Потери на вихревые токи

$$P_v = \sigma_v f^2 \gamma B_m^2 G,$$

где  $\sigma_v$  — коэффициент, зависящий от толщины листов стали, материала (сорта стали) и конструкции магнитопровода;  $\gamma$  — удельная проводимость материала, из которого изготовлен магнитопровод.

Для уменьшения потерь в магнитопроводах электротехнических устройств применяют специальные электротехнические стали с малыми удельными магнитными потерями. При этом изготовление магнитопроводов из тонких листов стали, изолированных друг от друга, позволяет уменьшить потери на вихревые токи. Чем больше частота переменного тока, тем тоньше должны быть листы стали.

Раскладывают вектор напряжения  $\dot{U}$  на две составляющие: активную  $\dot{U}_a$  и реактивную  $\dot{U}_p$ , для чего проектируют его на вектор тока (рис. 6.11, з). Как известно, активная составляющая напряжения имеет место только в том случае, когда цепь содержит активное сопротивление. Наличие потерь электроэнергии в стальном магнитопроводе на гистерезис и вихревые токи позволяет заменить магнитопровод некоторым активным сопротивлением  $R_0$ , потери энергии в котором равны потерям энергии в магнитопроводе. Тогда мощность потерь энергии в стали

$$P_{ст} = P_r + P_v = R_0 I^2,$$

откуда

$$R_0 = P_{ст} / I^2.$$

Сопротивление  $R_0$  является нелинейным сопротивлением.

Активная составляющая напряжения

$$U_a = R_0 I = U \cos \varphi.$$

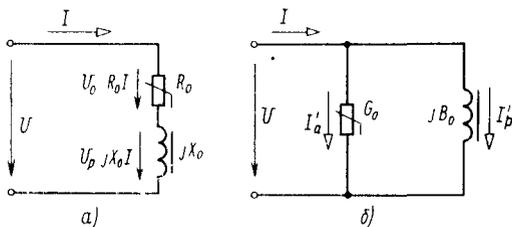


Рис. 6.12. Последовательная (а) и параллельная (б) схемы замещения идеализированной индуктивной катушки с ферромагнитным магнитопроводом

Реактивная составляющая напряжения имеет место только в том случае, когда цепь содержит реактивное сопротивление (индуктивное или емкостное). Как видно из рис. 6.11,  $z$ , реактивная составляющая  $U_p$  по фазе опережает ток на  $90^\circ$ . Следовательно, она вызвана индуктивным сопротивлением  $X_0$ . Это сопротивление обусловлено наличием переменного магнитного потока в магнитопроводе катушки. Величина реактивной составляющей напряжения

$$U_p = X_0 I = U \sin \varphi.$$

Таким образом, идеализированная катушка с ферромагнитным сердечником может быть представлена последовательной схемой замещения, которая изображена на рис. 6.12, а.

Разложение вектора тока на две составляющие (см. рис. 6.11,  $z$ ) дает активную  $I_a$  и реактивную  $I_p$  составляющие тока:

$$I'_a = I \cos \varphi', \quad I'_p = I \sin \varphi'.$$

Индекс штрих указывает на то, что рассматривается только идеализированная часть катушки.

В этом случае схема замещения представляет собой параллельную электрическую цепь (рис. 6.12, б). Активная  $G_0$  и реактивная  $B_0$  проводимости, указанные на схеме, соответственно равны:

$$G_0 = R_0 / (R_0^2 + X_0^2), \quad B_0 = X_0 / (R_0^2 + X_0^2).$$

**Электромагнитные процессы в реальной катушке.** Для реальной катушки (рис. 6.13, а) необходимо учесть сопротивление  $R$  проводов катушки и индуктивное сопротивление  $X_{\text{рас}}$ , обусловленное магнитным потоком рассеяния  $\Phi_{\text{рас}}$ . Эти параметры не зависят от магнитопровода и могут быть вынесены за пределы катушки (рис. 6.13, б).

В реальной катушке в отличие от идеализированной появляется еще одна эдс самоиндукции от магнитного потока рассеяния, равная

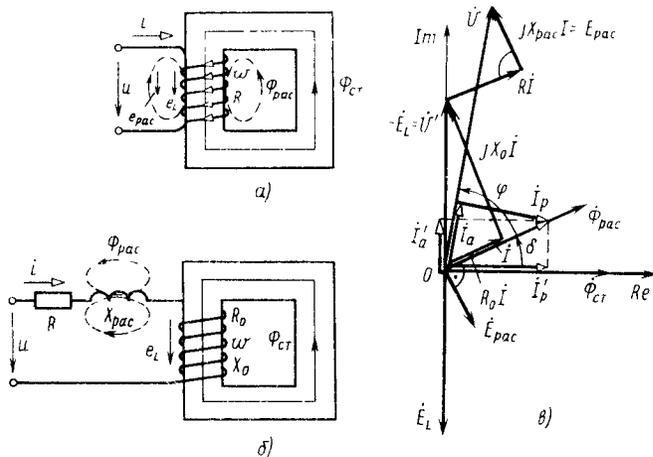


Рис. 6.13. Анализ электромагнитных процессов в реальной индуктивной катушке с ферромагнитным магнитопроводом: а — схема реальной катушки; б — эквивалентная схема реальной катушки с параметрами  $R$  и  $\chi_{рас}$ , вынесенными за пределы катушки; в — векторная диаграмма реальной катушки

$$e_{рас} = -L_{рас} \frac{di}{dt}$$

Принимают, что ток  $i = I_m \sin(\omega t + \delta)$ . Тогда

$$e_{рас} = -L_{рас} I_m \omega \cos(\omega t + \delta) = E_{м\ рас} \sin(\omega t + \delta - \pi/2),$$

где  $E_{м\ рас} = \omega L_{рас} I_m$ ,  $\omega L_{рас} = \chi_{рас}$  — индуктивное сопротивление, вызванное магнитным потоком рассеяния.

Уравнение электрического равновесия для мгновенных значений электрических величин, составленное по второму закону Кирхгофа, имеет вид

$$u + e_L + e_{рас} = Ri,$$

откуда

$$u = -e_L - e_{рас} + Ri.$$

Для комплексных действующих величин тока и напряжения получают

$$\dot{U} = -\dot{E}_L - \dot{E}_{рас} + R\dot{I} = -\dot{E}_L + jX_{рас}\dot{I} + R\dot{I}. \quad (6.13)$$

Векторная диаграмма реальной катушки изображена на рис. 6.13, в, где  $I'_a$  и  $I'_p$  — составляющие тока  $I$  идеализированной катушки

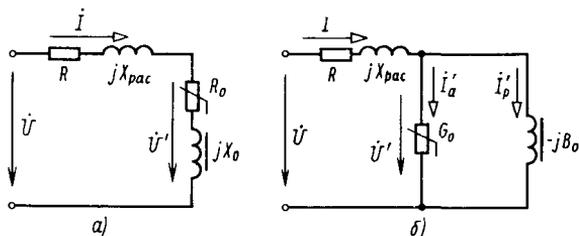


Рис. 6.14. Последовательная (а) и параллельная (б) схемы замещения реальной индуктивной катушки с ферромагнитным магнитопроводом

ки (без учета параметров  $R$  и  $X_{pac}$ );  $I_a$  и  $I_p$  — составляющие тока реальной катушки (с учетом параметров  $R$  и  $X_{pac}$ ). Так как магнитный поток рассеяния  $\Phi_{pac}$  проходит по воздуху, то он совпадает по фазе с током  $I$ .

Схемы замещения реальной катушки представлены на рис. 6.14. Параметры  $R$ ,  $X_{pac}$ ,  $R_0$ ,  $X_0$  могут быть рассчитаны или получены экспериментально. Мощность потерь энергии в реальной катушке

$$P = UI \cos \varphi = (R + R_0) I^2 = RI^2 + R_0 I^2 = P_{эл} + P_{ст},$$

где  $P_{эл}$  — мощность потерь энергии в проводах обмотки;  $P_{ст}$  — мощность потерь энергии в стали на перемагничивание и вихревые токи.

#### Контрольные вопросы

1. Что такое магнитная цепь?
2. Каковы назначение и области применения магнитных цепей?
3. Что такое напряженность магнитного поля, магнитная индукция, магнитный поток и в каких единицах они выражаются?
4. Запишите закон полного тока для магнитной цепи.
5. Что выражает кривая намагничивания и как ею пользоваться при расчетах магнитных цепей?
6. Чем отличаются магнитные свойства ферромагнитных и неферромагнитных материалов?
7. Какие материалы относятся к магнитномягким и магнитнотвердым?
8. По каким признакам классифицируют магнитные цепи?
9. Поясните применение закона полного тока для расчета магнитных цепей.
10. Запишите закон Ома для магнитной цепи.
11. Какая задача является прямой, а какая обратной при расчете неразветвленных магнитных цепей?
12. Какова методика решения прямой и обратной задач?
13. Какова методика расчета симметричных разветвленных магнитных цепей?
14. В чем сущность вариантов 1 и 2 расчета разветвленных несимметричных магнитных цепей?
15. В каких устройствах используются магнитные цепи с переменной магнитодвижущей силой?
16. Какое явление возникает в ферромагнитных материалах при воздействии на них переменных магнитных потоков?

17. Чем объяснить влияние индуктивной катушки со стальным магнитопроводом, питаемой синусоидальным напряжением, на форму кривой тока?
18. Чем обусловлены потери энергии в ферромагнитных магнитопроводах при воздействии на них переменных магнитных потоков? Как уменьшить эти потери?
19. В чем отличие векторных диаграмм реальной и идеализированной индуктивных катушек со стальным магнитопроводом.
20. Поясните схему замещения реальной индуктивной катушки со стальным магнитопроводом.

# РАЗДЕЛ II

## ТРАНСФОРМАТОРЫ И ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

### ГЛАВА 7

#### ТРАНСФОРМАТОРЫ

##### § 7.1. НАЗНАЧЕНИЕ, ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ, УСТРОЙСТВО И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ТРАНСФОРМАТОРА

*Трансформатором* называется статическое электромагнитное устройство, имеющее две и более индуктивно связанных обмоток, предназначенное для преобразования посредством переменного магнитного поля электрической энергии одного напряжения в электрическую энергию другого напряжения без изменения частоты переменного тока.

Потребность трансформирования — повышения и понижения переменного напряжения — была вызвана необходимостью передачи электрической энергии на большие расстояния. Как известно, чем выше напряжение, тем при равной мощности источника энергии меньше ток. Следовательно, для передачи энергии потребуются провода меньшего сечения, что приведет к значительной экономии цветных металлов. Кроме того, потери электрической энергии в проводах  $\Delta P_{\text{пр}} = R_{\text{пр}} I^2$  также уменьшаются с уменьшением тока.

В настоящее время при передаче электрической энергии от электростанций к потребителям происходит многократное повышение и понижение напряжения.

С развитием электротехники, радиотехники и электроники трансформаторы нашли широкое применение и стали неотъемлемыми элементами различных электронных и радиотехнических устройств.

По применению трансформаторы можно разделить на следующие виды.

1. *Силовые трансформаторы*, номинальная мощность которых от нескольких единиц до 1 млн. кВт·А и напряжение до 750 и 1 250 кВ. Используются в сетях для распределения электроэнергии. К силовым трансформаторам относятся и трансформаторы малой мощности от 10 до 300 В·А, применяемые в устройствах промышленной электроники и автоматики.

2. *Автотрансформаторы*, имеющие, как правило, плавную регулировку выходного напряжения и используемые для изменения (регулирования) напряжения.

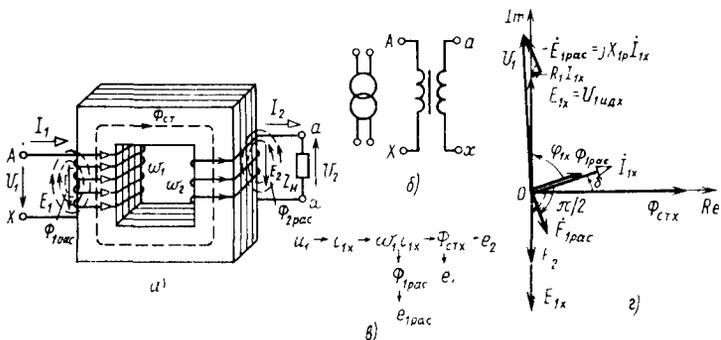


Рис. 7.1. Однофазный двухобмоточный трансформатор:

*a* — электромагнитная схема; *б* — условное обозначение; *в* — схема взаимодействия электромагнитных процессов; *г* — векторная диаграмма при холостом ходе

3. *Измерительные трансформаторы* — применяются в качестве элементов измерительных устройств.

4. *Трансформаторы специального назначения* — применяются в конкретных электротехнических устройствах для определенных целей. Примерами могут служить: печные трансформаторы, применяемые в электрометаллургии и имеющие мощность порядка десятков и тысяч киловольт-ампер; сварочные трансформаторы — для различных видов сварки (дуговой, стыковой, шовной, точечной); трансформаторы для преобразования высокочастотных и импульсных периодически повторяющихся сигналов обычно прямоугольной формы с частотой 500...2000 Гц — в радиолокационной технике, телевидении и импульсной радиосвязи; пиковые трансформаторы — для преобразования первичного напряжения синусоидальной формы во вторичное напряжение с крутым фронтом в виде пика, которое необходимо для управления работой некоторых радиоустройств. Для обеспечения электробезопасности используются изолирующие трансформаторы с коэффициентом трансформации, равным единице, включаемые между питающей электрической сетью и приемником. Ко всем специальным трансформаторам предъявляются особые требования, которые удовлетворяются с помощью ферромагнитных материалов и специальной конструкции их обмоток и магнитопровода.

Электромагнитные процессы, происходящие в трансформаторах различных типов, имеют много общего. Поэтому для изучения их работы в книге рассматривается однофазный двухобмоточный трансформатор.

**Устройство трансформатора.** В гл. 6 были рассмотрены электромагнитные процессы, возникающие в индуктивной катушке с ферромагнитным магнитопроводом. Если на магнитопровод поместить вторую обмотку, то получим простейший однофазный двухобмоточный трансформатор (рис. 7.1, *a*).

Одна из бмоток с числом витков  $w_1$  подключена к напряжению источника  $U_1$ . Эта обмотка называется *первичной*. Ко второй обмотке с числом витков  $w_2$  подключаются потребители электрической энергии. Эта обмотка называется *вторичной*. Напряжение во вторичной обмотке  $U_2$ . Участки магнитопровода, на которых размещаются обмотки, называются *стержнями*, а участки, объединяющие стержни, — *ярмами* (верхним и нижним ярмом). Если число витков вторичной обмотки меньше числа витков первичной ( $w_2 < w_1$ ), то трансформатор является *понижающим*; если больше ( $w_2 > w_1$ ) — *повышающим*. Обмотку, имеющую большее число витков, называют обмоткой высшего напряжения, а меньшее число витков — обмоткой низшего напряжения. На рис. 7.1, б приведено условное обозначение однофазного двухобмоточного трансформатора, применяемое при вычерчивании схем.

Магнитопровод в соответствии с назначением и конструкцией трансформатора может быть пластинчатым, т. е. набранным из изолированных друг от друга пластин электротехнической стали (обычно для промышленной частоты толщина листа составляет 0,35...0,5 мм), или витым, т. е. выполненным из ферромагнитной ленты. Кроме того, магнитопроводы выполняют из пермаллоя, феррита, магнитодиэлектрика. Обмотки трансформатора изготавливают из медного изолированного провода. Трансформаторы, используемые в системе электроснабжения, имеют, как правило, не более двух вторичных обмоток. Маломощные трансформаторы, применяемые в радиотехнике, электронике, автоматике, телемеханике, могут иметь несколько вторичных обмоток.

**Принцип действия трансформатора.** Он основан на законе электромагнитной индукции. При подключении первичной обмотки трансформатора к переменному напряжению  $u_1$  в ней возникает ток  $i_1$ , который создает в магнитопроводе переменный магнитный поток  $\Phi_{сн}$ . В результате в обмотках трансформатора будут индуцироваться эдс: в первичной обмотке — эдс самоиндукции  $e_1$ , а во вторичной — эдс взаимной индукции  $e_2$ , которая вызывает в нагрузке ток  $i_2$ .

## § 7.2. АНАЛИЗ РАБОТЫ ТРАНСФОРМАТОРА ПРИ ХОЛОСТОМ ХОДЕ

На рис. 7.1, в показана взаимосвязь электромагнитных процессов для холостого хода трансформатора при подключении его первичной обмотки к напряжению  $u_1$ . Ток холостого хода  $i_1 х$ ,

обусловленный напряжением  $u_1$ , создает магнитодвижущую силу  $w_1 i_{1x}$ , которая, в свою очередь, создает магнитный поток  $\Phi_{1x}$ . Основная часть этого потока  $\Phi_{стx}$  проходит по магнитопроводу и пронизывает как первичную, так и вторичную обмотки, индуцируя в них  $e_1$  и  $e_2$ . Незначительная часть магнитного потока  $\Phi_{1рас}$ , которую называют потоком рассеяния, в основном проходит по воздуху, охватывая только витки первичной обмотки  $w_1$ . Поток рассеяния индуцирует в первичной обмотке эдс рассеяния  $e_{1рас}$ . Полагая, что основной поток  $\Phi_{стx}$  изменяется синусоидально, т. е.  $\Phi_{стx} = \Phi_{mстx} \sin \omega t$ , определяют индуцируемые им эдс:

$$e_1 = -w_1 \frac{d\Phi_{стx}}{dt} = -w_1 \omega \Phi_{mстx} \cos \omega t = w_1 2\pi f \Phi_{mстx} \sin(\omega t - \pi/2),$$

$$e_2 = -w_2 \frac{d\Phi_{стx}}{dt} = -w_2 \omega \Phi_{mстx} \cos \omega t = w_2 2\pi f \Phi_{mстx} \sin(\omega t - \pi/2),$$

где  $f$  — частота питающего напряжения.

Действующие величины эдс соответственно равны

$$E_1 = E_{1m}/\sqrt{2} = w_1 2\pi f \Phi_{mстx}/\sqrt{2} = 4,44 w_1 f \Phi_{mстx}, \quad (7.1)$$

$$E_2 = E_{2m}/\sqrt{2} = w_2 2\pi f \Phi_{mстx}/\sqrt{2} = 4,44 w_2 f \Phi_{mстx}.$$

Отношение действующих значений эдс определяет коэффициент трансформации  $n = E_1/E_2 = w_1/w_2$ .

Учитывая, что при холостом ходе  $E_{1x} \approx U_{1x}$ , а  $E_{2x} = U_{2x}$ , получают

$$n = U_{1x}/U_{2x},$$

где  $U_{1x}$  и  $U_{2x}$  — действующие значения напряжений при холостом ходе.

Таким образом, коэффициент трансформации определяется как отношение первичного напряжения к вторичному при холостом ходе.

При холостом ходе трансформатора вторичная обмотка не влияет на электромагнитные процессы первичной обмотки, так как  $i_2 = 0$ . Поэтому можно воспользоваться уравнением (6.13) и получить уравнение электрического равновесия для первичной обмотки трансформатора при холостом ходе:

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_{1x} - \dot{E}_{1рас} + R_1 \dot{I}_{1x} = -\dot{E}_{1x} + jX_{1рас} \dot{I}_{1x} + R_1 \dot{I}_{1x}, \quad (7.2)$$

где  $R_1$  — сопротивление проводов первичной обмотки;  $X_{1p}$  — индуктивное сопротивление первичной обмотки, обусловленное магнитным потоком рассеяния  $\Phi_{1 \text{ рас}}$ .

Векторная диаграмма трансформатора при холостом ходе приведена на рис. 7.1, з. На диаграмме  $U_{1 \text{ яд } x} = -E_{1x}$  — напряжение, питающее идеализированный трансформатор — трансформатор, у которого условно вынесены за пределы магнитопровода магнитный поток рассеяния и сопротивление проводов первичной обмотки (рис. 6.13, б). В этом случае выражение (7.2) принимает вид

$$\dot{U}_1 = \dot{U}_{1 \text{ яд } x} + jX_{1p} \dot{I}_1 + R_1 \dot{I}_1.$$

### § 7.3. АНАЛИЗ РАБОТЫ НАГРУЖЕННОГО ТРАНСФОРМАТОРА

При подключении к зажимам  $a-x$  вторичной обмотки трансформатора приемника сопротивлением  $Z_{\text{наг}}$ , состоящего из активного и индуктивного элементов, во вторичной обмотке возникает ток  $i_2$ . Этот ток создает мдс  $w_2 i_2$ , которая, в свою очередь, создает магнитный поток  $\Phi_2$ . Аналогично первичной обмотке основная часть этого потока  $\Phi_{\text{ст } 2}$  проходит по магнитопроводу и, согласно закону Ленца, размагничивает магнитную систему трансформатора. Это приводит к резкому уменьшению магнитного потока в магнитопроводе трансформатора, а следовательно, и уменьшению индуцируемых эдс в обмотках.

Уменьшение эдс первичной обмотки от  $E_{1x}$  до  $E_1$  нарушает электрическое равновесие первичной обмотки [см. (7.2)], так как напряжение  $U_1$  не изменяется. В трансформаторе наступает переходный процесс, который приводит к увеличению тока  $i_1$  в первичной обмотке:  $i_1 > i_{1x}$ . В результате наступает новое состояние электрического равновесия, описываемое уравнением

$$U_1 = \dot{U}_{1 \text{ яд }} + R_1 \dot{I}_1 + jX_{1p} \dot{I}_1. \quad (7.3)$$

Индуктируемая эдс  $E_1$  будет меньше  $E_{1x}$ , а следовательно,  $U_{1 \text{ яд }} < U_{1 \text{ яд } x}$ .

Увеличение тока  $i_1$  первичной обмотки повлечет за собой увеличение мдс  $w_1 i_1$  первичной обмотки, а следовательно, и создаваемого ею магнитного потока  $\Phi_1$ , что будет компенсировать размагничивающее действие магнитного потока  $\Phi_2$ , создаваемого вторичной обмоткой. Таким образом, в трансформаторе возникает резуль-

тирующий магнитный поток  $\Phi$ , который создается результирующей мдс  $F$ , равной геометрической сумме мдс обмоток:

$$\dot{F} = w_1 \dot{I}_1 + w_2 \dot{I}_2. \quad (7.4)$$

Рассмотрим, как изменится магнитный поток трансформатора при переходе от режима холостого хода к режиму нагрузки. Для силовых трансформаторов ток холостого хода составляет примерно 5...7% от номинального тока  $I_{1 \text{ ном}}$ . Потеря напряжения  $\Delta U_1$  в первичной обмотке трансформатора при номинальной нагрузке составляет примерно 2,5...5% от номинального значения напряжения  $U_{1 \text{ ном}}$ . Следовательно, при холостом ходе потеря напряжения, обусловленная падением напряжения  $R_1 \dot{I}_{1 \text{ х}} + jX_{1 \text{ п}} \dot{I}_{1 \text{ х}}$ , будет составлять примерно 0,125...0,25% от  $U_{1 \text{ ном}}$ . Обычно при холостом ходе этой потерей напряжения пренебрегают и считают, что  $U_{1 \text{ ном}} = E_1 \text{ х}$ . Если учитывать потерю напряжения при номинальной нагрузке, то эдс  $E_1$  должна уменьшиться примерно на 2,5...5%. Следовательно, и магнитный поток в магнитопроводе трансформатора при переходе от холостого хода к номинальной нагрузке уменьшится также на 2,5...5% по сравнению с потоком холостого хода. Таким образом, можно считать, что практически магнитный поток трансформатора от нагрузки не зависит, а следовательно, и магнитные потери энергии на гистерезис и вихревые токи от нагрузки трансформатора тоже не зависят.

На основании сказанного можно принять, что магнитные потоки холостого хода и нагруженного трансформатора равны и создаются примерно одинаковыми по величине магнитодвижущими силами. Тогда выражение (7.4) может быть записано в виде

$$w_1 \dot{I}_{1 \text{ х}} = w_1 \dot{I}_1 + w_2 \dot{I}_2. \quad (7.5)$$

Решая (7.5) относительно тока  $I_1$  первичной обмотки, получают уравнение для токов трансформатора

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_{1 \text{ х}} - (w_2/w_1) \dot{I}_2 = \dot{I}_{1 \text{ х}} - \dot{I}_2/n. \quad (7.6)$$

Необходимо отметить, что уравнения (7.1) можно записать как

$$E_1 = 4,44 w_1 f \Phi_m,$$

$$E_2 = 4,44 w_2 f \Phi_m,$$

где  $\Phi_m$  — результирующий магнитный поток.

Электродвижущая сила трансформатора является функцией частоты  $f$  питающего напряжения  $U_1$ . С ростом значения  $f$  увеличиваются значения эдс  $E_1$  и  $E_2$ . Из двух трансформаторов, работающих при одинаковых напряжениях и обладающих равными мощностями, трансформатор, рассчитанный на большую частоту, будет иметь меньшие габариты и вес за счет уменьшения магнитного потока (уменьшается сечение магнитопровода) и числа витков. На летательных аппаратах, где уменьшение веса и габаритов дает большой экономический эффект, приняты частоты 400, 800 и 1000 Гц.

Трансформатор можно рассматривать как четырехполюсник. Для получения его схемы замещения необходимо пересчитать параметры вторичной обмотки таким образом, чтобы трансформатор обладал коэффициентом трансформации  $n = 1$ . При этом мощность трансформатора не должна меняться. Такой трансформатор называется *приведенным*. Приведение вторичной обмотки трансформатора к первичной осуществляют следующим образом.

Напряжение и эдс вторичной обмотки умножают на коэффициент трансформации:  $U'_2 = nU_2$ ,  $E'_2 = nE_2$ .

Ток вторичной обмотки делят на коэффициент трансформации и изменяют его направление:

$$I'_2 = I_2/n. \quad (7.7)$$

Сопротивления вторичной обмотки умножают на квадрат коэффициента трансформации:  $R'_2 = n^2 R_2$ ,  $X'_2 = n^2 X_2$ .

Согласно второму закону Кирхгофа, уравнение электрического равновесия вторичной обмотки трансформатора имеет вид

$$\dot{E}'_2 = \dot{U}'_2 + R_2 \dot{I}'_2 + jX_2 \dot{I}'_2,$$

а для приведенного трансформатора

$$\dot{E}'_2 = \dot{U}'_2 + R'_2 \dot{I}'_2 + jX'_2 \dot{I}'_2. \quad (7.8)$$

Если у приведенного трансформатора вынести за пределы магнитопровода параметры обмоток  $R_1$ ,  $X_1$  и  $R_2$ ,  $X_2$ , то получают идеализированный трансформатор (рис. 7.2, а). Обмотки его выполнены как бы из сверхпроводящего материала, магнитные потоки рассеяния отсутствуют, а по магнитопроводу проходит результирующий магнитный поток  $\Phi_{ст}$ , создаваемый двумя мдс  $w_1 I_1$  и  $w_2 I_2$ , которые согласно (7.4) можно заменить одной мдс  $w_1 I_1$ . Поток  $\Phi_{ст}$  индуцирует эдс  $E_1$  и  $E'_2$ , которые равны.

Следовательно, первичную и вторичную обмотки идеализированного приведенного трансформатора можно соединить параллельно, объединив точки  $a$  и  $a_1$  и  $b$  и  $b_1$ , и заменить обе обмотки одной с числом витков  $w_1$  и током  $I_1$  (рис. 7.2, б).

Таким образом, получилось, что между точками  $a$  и  $b$  включена идеализированная индуктивная катушка с ферромагнитным сердечником, которая может быть представлена схемой замещения, приведенной на рис. 6.12. Окончательная схема замещения трансформатора показана на рис. 7.2, в. Для этой схемы справедливы уравнения (7.3), (7.6), (7.7) и (7.8). На схеме замещения напряжение  $\dot{U}'_{1\text{ хол}} = \dot{U}'_{2\text{ хол}}$  обозначено через  $\dot{U}'_0$ , токи  $\dot{I}'_{а\text{ хол}}$  и  $\dot{I}'_{р\text{ хол}}$  — составляющие тока холостого хода идеализированного трансформатора. Ток

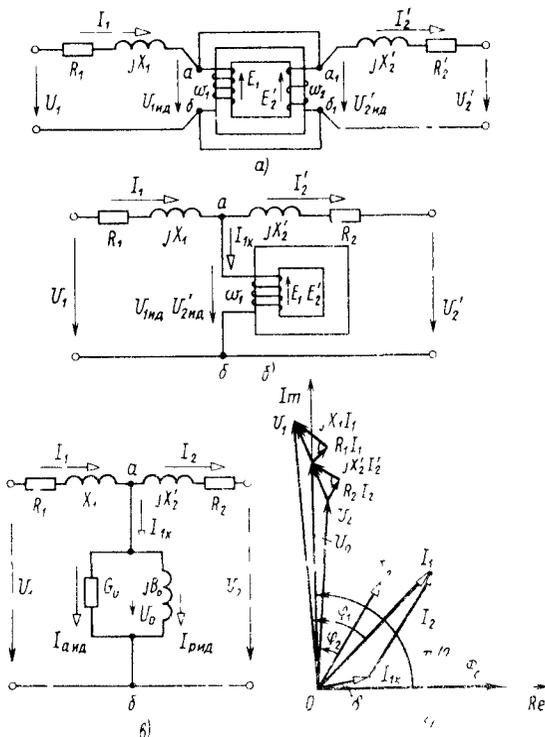


Рис 7.2 Эквивалентные начальная (а), промежуточная (б) и окончателная (с) схемы замещения приведенного трансформатора и его векторная диаграмма (д)

$I_{а нд}$  обусловлен магнитными потерями энергии в магнитопроводе, а ток  $I_{р нд}$  создаст магнитный поток  $\Phi_{ст}$  в магнитопроводе и называется током намагничивания.

Рассмотрим построение векторной диаграммы (рис 7.2. д) приведенного трансформатора. Предположим, что ко вторичной обмотке трансформатора, напряжение которой  $U_2$ , подключена активно-индуктивная нагрузка, характеризуемая коэффициентом мощности  $\cos \varphi_2$ . В обмотке возникнет ток  $I_2$ , отстающий по фазе от напряжения  $U_2$  на угол  $\varphi_2$ . Выбрав масштабы для напряжений и токов, строят векторы  $U_2$  и  $I_2$ . Воспользовавшись уравнением (7.8), строят вектор  $U_0 = -E_1 = -E_2$ , а за тем — вектор магнитного потока  $\Phi_{ст}$ , который по фазе опережает эдс  $E_2$  и  $E_1$  на  $90^\circ$ , а следовательно, отстает от вектора  $U_0$  на  $90^\circ$ . Ток холостого хода  $I_{1 х}$  опережает по фазе магнитный поток  $\Phi_{ст}$  на угол  $\delta$ . Ток первичной обмотки  $I_1$  получают как геометрическую сумму токов  $I_{1 х}$  и  $I_2$ . Воспользовавшись уравнением (7.3), строят вектор напряжения  $U_1$ .

#### § 7.4. ОПЫТЫ ХОЛОСТОГО ХОДА И КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ ТРАНСФОРМАТОРА

Для определения параметров схемы замещения трансформатора и исследования его характеристик используют данные, получаемые из опытов холостого хода и короткого замыкания.

Опыт холостого хода проводится при питании первичной обмотки трансформатора номинальным напряжением  $U_{1\text{ном}} = U_{1x}$  и отсутствии приемника, подключаемого к зажимам вторичной обмотки, т. е. при  $I_2 = 0$ . Схема для проведения опыта холостого хода показана на рис. 7.3, а, а схема замещения трансформатора в режиме холостого хода — на рис. 7.3, б. По полученным в результате опыта величинам  $U_{1x}$ ,  $I_{1x}$ ,  $P_{1x}$  и  $U_{2x}$  рассчитывают следующие параметры трансформатора при холостом ходе:

коэффициент трансформации  $n = U_{1x}/U_{2x}$ ; входное сопротивление трансформатора  $Z_{1x} = U_{1x}/I_{1x}$ ; активное сопротивление трансформатора  $R_{1x} = P_{1x}/I_{1x}^2 = R_1 + R_0$ , где  $R_1$  — сопротивление проводов первичной обмотки;  $R_0$  — активное сопротивление, обусловленное потерями энергии в стали; реактивное сопротивление трансформатора  $X_{1x} = \sqrt{Z_{1x}^2 - R_{1x}^2} = X_1 + X_0$ , где  $X_1$  — сопротивление, обусловленное магнитным попоком рассеяния первичной обмотки;  $X_0$  — реактивное сопротивление, обусловленное магнитным потоком  $\Phi_{\text{ст}}$ ;

коэффициент мощности трансформатора  $\cos \varphi_x = P_{1x}/(U_{1x} I_{1x})$ ;

угол магнитных потерь  $\delta = 90^\circ - \varphi_x$ .

Учитывая, что сопротивления  $R_1$  и  $X_1$  по сравнению с сопротивлениями  $R_0$  и  $X_0$  очень малы, можно считать, что  $R_{1x} \approx R_0$ ,  $X_{1x} \approx X_0$ , а следовательно, активная и реактивная проводимости соответственно равны  $G_0 = R_{1x}/Z_{1x}^2$ ,  $B_0 = X_{1x}/Z_{1x}^2$ .

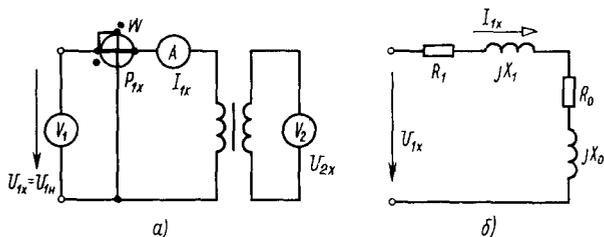


Рис. 7.3. Схема включения измерительных приборов (а) и схема замещения трансформатора (б) при опыте холостого хода

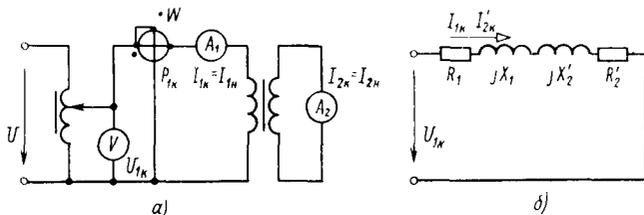


Рис. 7.4. Схема включения измерительных приборов (а) и схема замещения трансформатора (б) при опыте короткого замыкания

Рассматривают мощность холостого хода  $P_{1x}$ . Согласно схеме замещения (см. рис. 7.3, б),  $P_{1x} = R_1 I_{1x}^2 + R_0 I_{1x}^2$ .

Поскольку  $R_1 \ll R_0$ ,  $P_{1x} \approx R_0 I_{1x}^2$ .

Эта мощность является мощностью потерь энергии в стали трансформатора на гистерезис и вихревые токи и зависит от величины магнитного потока  $\Phi_{ст}$ . Однако, как указывалось выше (см.

§ 7.3), магнитный поток, а следовательно, и потери энергии в стали не зависят от нагрузки трансформатора. Поэтому их определяют при холостом ходе, когда потери энергии в первичной обмотке настолько малы, что ими можно пренебречь.

**Опыт короткого замыкания** проводится при короткозамкнутой вторичной обмотке трансформатора и токах в обмотках, равных номинальным токам. Естественно, что такой режим можно создать только при питании первичной обмотки пониженным напряжением, которое называют напряжением короткого замыкания и обозначают  $u_k$ . Это напряжение определяют следующим образом. Питание трансформатора осуществляют от регулируемого источника, например лабораторного автотрансформатора. Замкнув вторичную обмотку, плавно, начиная с нуля, увеличивают напряжение  $U_1$  до тех пор, пока токи в обмотках не достигнут номинальных значений. Полученное при этом напряжение  $U_1$  и будет соответствовать напряжению короткого замыкания  $u_k$ . Схема для проведения опыта короткого замыкания показана на рис. 7.4, а, схема замещения трансформатора в режиме короткого замыкания — на рис. 7.4, б.

В схеме замещения отсутствует намагничивающий контур  $R_0, X_0$ . Это обусловлено тем, что основной магнитный поток  $\Phi_{ст}$  трансформатора при опыте короткого замыкания настолько мал, что им пренебрегают. Следовательно, и ток  $I_{1x}$ , который его создает, тоже очень мал по сравнению с током холостого хода:  $I_{1x} \ll I_{1x}$ .

Необходимо отметить, что мдс, создаваемые первичной и вторичной обмотками, такие же, как и при номинальной нагрузке, но по фазе они смещены относительно друг друга почти на  $180^\circ$ . Уравнения мдс для обоих режимов имеют вид:

при холостом ходе трансформатора

$$w_1 \dot{I}_{1 \text{ н}} + w_2 \dot{I}_{2 \text{ н}} = w_1 \dot{I}_{1 \text{ х}},$$

при коротком замыкании трансформатора

$$w_1 \dot{I}_{1 \text{ к}} + w_2 \dot{I}_{2 \text{ к}} = w_1 \dot{I}_{1 \text{ х}} \approx 0.$$

Векторная диаграмма мдс для указанных режимов приведена на рис. 7.5.

По полученным из опыта короткого замыкания величинам  $U_{1 \text{ к}}$ ,  $I_{1 \text{ к}}$ ,  $P_{1 \text{ к}}$  и  $I_{2 \text{ к}}$  рассчитывают следующие параметры трансформатора при коротком замыкании:

входное сопротивление трансформатора  $Z_{\text{к}} = U_{1 \text{ к}} / I_{1 \text{ к}}$ ;

активное сопротивление трансформатора  $R_{\text{к}} = P_{1 \text{ к}} / I_{1 \text{ к}}^2 = R_1 + R_2'$ ,

где  $R_2'$  — приведенное активное сопротивление вторичной обмотки;

реактивное сопротивление трансформатора  $X_{\text{к}} = \sqrt{Z_{\text{к}}^2 - R_{\text{к}}^2} = X_1 + X_2$ , где  $X_2'$  — приведенное реактивное сопротивление вторичной обмотки;

учитывая, что в схеме замещения для приведенного трансформатора  $R_1 = R_2'$  и  $X_1 = X_2'$ , получим сопротивления первичной обмотки  $R_1 = R_2' = R_{\text{к}}/2$ ,  $X_1 = X_2' = X_{\text{к}}/2$ ;

истинные значения сопротивлений вторичной обмотки  $R_2 = R_2'/n^2$ ,  $X_2 = X_2'/n^2$ ;

коэффициент мощности  $\cos \varphi_{\text{к}} = P_{1 \text{ к}} / (U_{1 \text{ к}} I_{1 \text{ к}})$ .

Магнитный поток при опыте короткого замыкания мал, поэтому магнитными потерями энергии в сердечнике трансформатора на гистерезис и вихревые токи можно пренебречь и считать, что мощность короткого замыкания  $P_{1 \text{ к}} = R_1 I_{1 \text{ н}}^2 + R_2 I_{2 \text{ н}}^2$ .

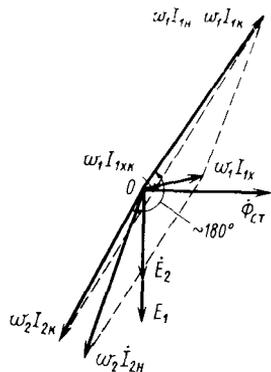


Рис. 7.5. Векторная диаграмма магнитодвижущих сил трансформатора для номинальной нагрузки и опыта короткого замыкания

### § 7.5. ВЛИЯНИЕ ТОКА НАГРУЗКИ НА НАПРЯЖЕНИЕ ВТОРИЧНОЙ ОБМОТКИ ТРАНСФОРМАТОРА

Как известно, любой источник электрической энергии (а трансформатор является вторичным источником) имеет внутреннее сопротивление, на котором происходит падение напряжения, равное

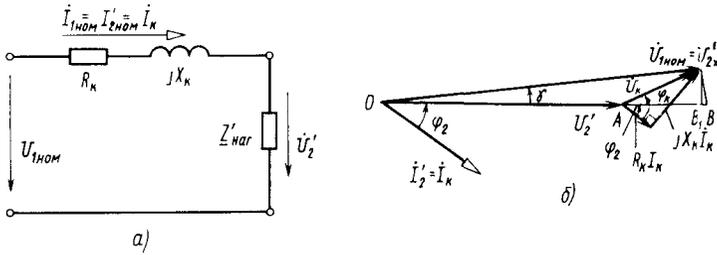


Рис. 7.6. Упрощенная схема замещения трансформатора (а) и ее векторная диаграмма (б)

произведению тока потребителя на внутреннее сопротивление источника. Потеря напряжения может при определенных условиях отличаться от падения напряжения. Потеря напряжения  $\Delta U_2$  равна алгебраической разности между напряжением  $U_{2x}$  холостого хода и напряжением  $U_2$  при нагрузке:  $\Delta U_2 = U_{2x} - U_2$ . Для приведенного трансформатора  $\Delta U'_2 = U'_{2x} - U'_2$ . Падение напряжения равно геометрической разности между теми же величинами:  $\Delta \dot{U}_2 = \dot{U}'_{2x} - \dot{U}'_2$ . Для приведенного трансформатора  $\Delta \dot{U}'_2 = \dot{U}'_{2x} - \dot{U}'_2$ .

При расчетах используют упрощенную схему замещения трансформатора, которая изображена на рис. 7.6, а. Схема получена из основной схемы замещения (см. рис. 7.2, в), в которой пренебрегают током холостого хода. Тогда сопротивление  $Z_0 = \infty$ , а  $R_k = R_1 + R_2$  и  $X_k = X_1 + X_2$ . Строят векторную диаграмму (рис. 7.6, б) при номинальном токе нагрузки  $I_{2 \text{ ном}}$  и заданном  $\cos \varphi_2$ .

Потеря напряжения определяется следующим образом. Если на линии, совпадающей с направлением вектора  $\dot{U}'_2$ , отложить вектор  $\dot{U}'_{2x}$  (отрезок  $OB$ ), то отрезок  $AB$  и будет являться потерей напряжения  $\Delta U_2$ . Учитывая, что угол  $\gamma$  мал ( $2 \dots 5^\circ$ ), достаточно взять проекцию вектора  $\dot{U}'_{2x}$  на направление вектора  $\dot{U}'_2$  — отрезком  $B_1B$  пренебрегают). В этом случае потеря напряжения при номинальной нагрузке

$$\Delta U'_{2 \text{ ном}} = AB_1 = R_k I_k \cos \varphi_2 + X_k I_k \sin \varphi_2.$$

Обозначая  $R_k I_k = U_{a k}$ ,  $X_k I_k = U_{p k}$ , получают

$$\Delta U'_{2 \text{ ном}} = U_{a k} \cos \varphi_2 + U_{p k} \sin \varphi_2. \quad (7.9)$$

Активная  $U_{a k}$  и реактивная  $U_{p k}$  составляющие напряжения ко-

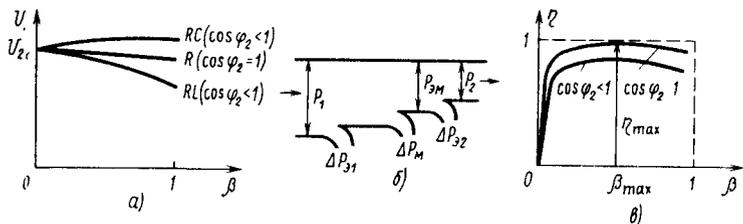


Рис. 7.7. Характеристики трансформатора:  
 а — внешние характеристики; б — энергетическая диаграмма; в — зависимость кпд от нагрузки

роткого замыкания трансформатора определяются выражениями  $U_{а\ x} = U_x \cos \varphi_x$ ,  $U_{р\ x} = U_x \sin \varphi_x$  или  $U_{р\ x} = \sqrt{U_x^2 - U_{а\ x}^2}$ .

Уравнение (7.9) записано для номинальной нагрузки. Потеря напряжения для любой нагрузки

$$\Delta U'_2 = \beta \Delta U'_2_{\text{ном}} = \beta (U_{а\ x} \cos \varphi_2 + U_{р\ x} \sin \varphi_2),$$

где  $\beta = I_2 / I_{2\ \text{ном}}$  — коэффициент нагрузки трансформатора.

Обычно потерю напряжения выражают в процентах. Для этого  $U_x (\%) = (U_x / U_{1\ \text{ном}}) \cdot 100$ . Тогда потеря напряжения  $\Delta U_2 (\%) = \beta (U_{а\ x} (\%) \cos \varphi_2 + U_{р\ x} (\%) \sin \varphi_2)$ . Напряжение на вторичной обмотке  $U_2 = U_{2\ x} (1 - \Delta U_2 (\%) / 100)$ .

Зависимость  $U_2 = f(\beta)$  называется *внешней характеристикой источника электрической энергии*. На рис. 7.7, а даны внешние характеристики трансформатора для различных по характеру нагрузок ( $R$ ,  $RL$  и  $RC$ ).

### § 7.6. ПОТЕРИ ЭНЕРГИИ И КОЭФФИЦИЕНТ ПОЛЕЗНОГО ДЕЙСТВИЯ ТРАНСФОРМАТОРА

В процессе передачи электрической энергии из первичной обмотки трансформатора во вторичную возникают ее потери в обмотках и магнитопроводе. Как было указано в § 7.4, мощности потерь энергии определяются из опытов холостого хода и короткого замыкания.

На рис. 7.7, б дана энергетическая диаграмма трансформатора, на которой:  $P_1$  — мощность энергии, потребляемой трансформатором из сети;  $P_2$  — мощность энергии, отдаваемой трансформатором приемнику;  $P_{эм}$  — электромагнитная мощность энергии, передаваемой из первичной обмотки во вторичную;  $\Delta P_{31} = R_1 I_1^2$  — мощность электрических потерь энергии в первичной

обмотке;  $\Delta P_m = \Delta P_r + \Delta P_n$  — мощность магнитных потерь энергии в магнитопроводе на гистерезис и вихревые токи;  $\Delta P_{32} = R_2 I_2^2$  — мощность электрических потерь энергии во вторичной обмотке.

Коэффициент полезного действия трансформатора

$$\eta = P_2 / P_1. \quad (7.10)$$

Для расчета кпд удобно пользоваться данными опытов холостого хода и короткого замыкания. Мощность  $P_2$  определяют из выражения

$$P_2 = \beta S_{\text{ном}} \cos \varphi_2, \quad (7.11)$$

где  $\beta$  — коэффициент нагрузки трансформатора, который может изменяться от нуля до единицы;  $S_{\text{ном}}$  — номинальная мощность трансформатора, кВ·А;  $\cos \varphi_2$  — коэффициент мощности нагрузки.

Мощность  $P_1$  находят из соотношения

$$P_1 = P_2 + \Delta P_s + \Delta P_m, \quad (7.12)$$

где  $\Delta P_s = \beta^2 P_x$ ,  $\Delta P_m = P_x$ .

Произведя подстановку (7.11) и (7.12) в (7.10), получают

$$\eta = \frac{\beta S_{\text{ном}} \cos \varphi_2}{\beta S_{\text{ном}} \cos \varphi_2 + \beta^2 P_x + P_x}. \quad (7.13)$$

Если мощности  $P_x$  и  $P_x$  даны в ваттах, то мощность  $S_{\text{ном}}$  необходимо брать в вольт-амперах. На рис. 7.7, в показана зависимость  $\eta = f(\beta)$ . Для определения коэффициента нагрузки, при котором кпд имеет максимальное значение, выражение (7.13) исследуют на максимум и минимум. Для этого берут производную  $d\eta/d\beta$ , приравнивают ее нулю и находят  $\beta_{\text{max}}$ .

Решение дает

$$\beta_{\text{max}} = \sqrt{P_x / P_x}.$$

Коэффициент полезного действия современных силовых трансформаторов находится в пределах 0,95...0,99. Для трансформаторов малой мощности он меньше. Максимальному кпд мощных силовых трансформаторов соответствует диапазон нагрузок  $\beta_{\text{max}} = 0,45...0,7$ .

Это обусловлено тем, что средняя загрузка трансформаторов промышленными предприятиями и бытовыми потребителями находится именно в этом интервале, имея пиковые значения, достигающие номинальной мощности трансформаторов.

## § 7.7. ТРЕХФАЗНЫЙ ТРАНСФОРМАТОР. ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ РАБОТА ТРАНСФОРМАТОРОВ

Для передачи и распределения электрической энергии в трехфазных цепях применяют трехфазные трансформаторы. Для передачи энергии большой мощности применяют группы, состоящие из трех отдельных однофазных трансформаторов, что вызвано сложностью изготовления трехфазных трансформаторов больших габаритов и их транспортировкой.

По сравнению с группой из трех однофазных трансформаторов трехфазный трансформатор той же мощности несколько дешевле, имеет меньшие габариты и обладает более высоким кпд. Однако с точки зрения эксплуатации группа, составленная из трех однофазных трансформаторов, более экономична, так как в этом случае достаточно иметь в качестве резерва всего один однофазный запасной трансформатор. Все электромагнитные процессы, протекающие в трехфазном трансформаторе, полностью соответствуют рассмотренным выше процессам, протекающим в однофазном трансформаторе. Их анализ проводят для одной фазы трансформатора.

Широкое распространение получили трехфазные трансформаторы с трехстержневой конструкцией магнитопровода (рис. 7.8, а). На каждом из стержней, объединенных сверху и снизу ярмом, расположены первичная и вторичная обмотки одной фазы. Выводы начала обмоток высокого напряжения обозначаются буквами *A, B, C*; выводы концов обмоток — *X, Y, Z*. Для обмоток низкого напряжения приняты соответственно обозначения *a, b, c* и *x, y, z*.

Магнитные потоки  $\Phi_1, \Phi_2$  и  $\Phi_3$ , создаваемые обмотками каждой отдельной фазы, взаимно сдвинуты во времени на  $120^\circ$ . Поэтому мгновенное значение суммарного магнитного потока равно нулю, а следовательно, поток в одном стержне в любой момент времени равен алгебраической сумме потоков в двух других стержнях трансформатора.

Как первичные, так и вторичные обмотки трансформаторов могут быть соединены звездой (символ  $\Upsilon$ ), звездой с выведенной нейтральной точкой ( $\Upsilon$ ) или треугольником ( $\Delta$ ). Обычно применяют две группы соединений:  $\Upsilon/\Upsilon-0$  и  $\Upsilon/\Delta-11$ . Каждой группе соединений соответствует свой сдвиг фаз  $\Psi$  низшего напряжения относительно высшего: для соединения  $\Upsilon/\Upsilon-0$   $\Psi=0^\circ$ , для  $\Upsilon/\Delta-11$   $\Psi=+30^\circ$  или  $-330^\circ$ .

Отношение линейных напряжений первичной и вторичной обмоток определяет коэффициент трансформации

$$n = U_{1 \text{ л}} / U_{2 \text{ л}}$$

Если выразить коэффициент трансформации через фазные напряжения, то для соединения  $\Upsilon/\Upsilon$   $n = \dot{U}_{1 \phi} / \dot{U}_{2 \phi}$ , а для соединения  $\Upsilon/\Delta$   $n = (\sqrt{3} \dot{U}_{1 \phi}) / \dot{U}_{2 \phi}$ . На рис. 7.8, б, в приведены типовые схемы

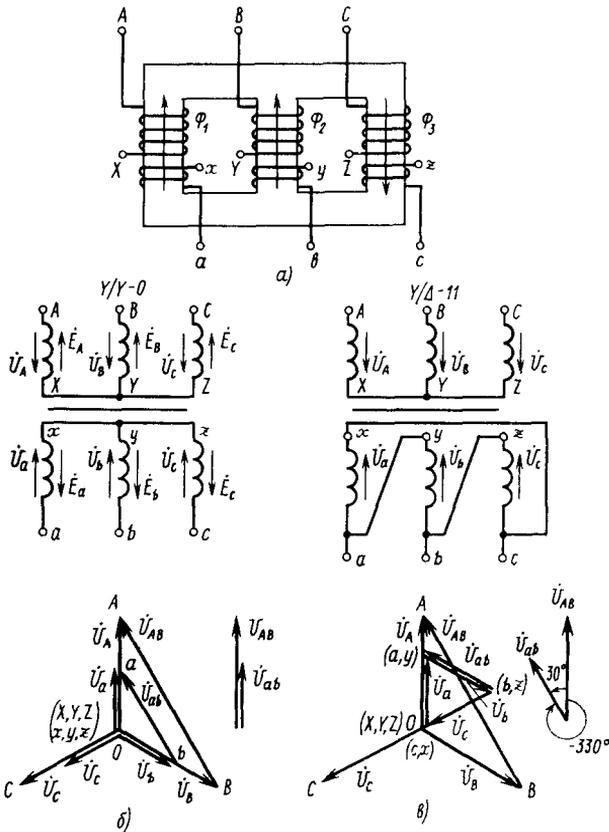


Рис. 7.8. Трехфазный трансформатор:  
 а — схема трехстержневого магнитопровода; б — схема соединения  $Y/Y-0$  обмоток и соответствующая ей векторная диаграмма напряжений;  
 в — схема соединения  $Y/\Delta-11$  обмоток и соответствующая ей векторная диаграмма напряжений

соединения обмоток трехфазного трансформатора и соответствующие им векторные диаграммы напряжений.

**Параллельная работа трансформаторов.** На трансформаторных подстанциях обычно имеется несколько трансформаторов, что обеспечивает более надежную работу, чем один трансформатор большой мощности. При наличии нескольких трансформаторов можно изменять мощность питания в зависимости от изменения нагрузок потребителей электрической энергии. Кроме того, при выходе из строя или профилактическом осмотре одного из трансформаторов всегда может быть подключен резервный трансформатор.

На рис. 7.9, а показана схема включения на параллельную работу двух трехфазных трансформаторов, а на рис. 7.9, б — двух однофазных. Основным условием для включения трансформаторов на параллельную работу является отсутствие уравнительных токов, которые могут возникнуть в обмотках трансформаторов при

холостом ходе. Кроме того, в рабочем режиме нагрузка на трансформаторы должна распределяться в соответствии с номинальными мощностями. Для обеспечения основного условия необходимо выполнить следующие требования:

у трансформаторов должны быть соединены одноименные выводы  $A-A'$ ,  $B-B'$ ,  $C-C'$ ,  $a-a'$ ,  $b-b'$ ,  $c-c'$  ( $A-A'$ ,  $X-X'$ ,  $a-a'$ ,  $x-x'$  — для однофазных);

линейные напряжения первичных и вторичных обмоток трансформаторов должны быть соответственно равны по модулю и по фазе, что осуществимо при равенстве коэффициентов трансформации ( $n_1 = n_2$ ) и одинаковой группе соединения обмоток.

Для того чтобы нагрузка между трансформаторами распределялась прямо пропорционально мощностям, должны быть равны напряжения короткого замыкания:  $u_{к1} = u_{к2}$ .

### § 7.8. АВТОТРАНСФОРМАТОР

В автотрансформаторе в отличие от двухобмоточного силового трансформатора обмотка низшего напряжения является частью обмотки высшего напряжения. Следовательно, обмотки помимо магнитной связи имеют гальваническую связь. Поэтому передача энергии из первичной обмотки во вторичную осуществляется не только через магнитный поток, но и непосредственно через гальваническую связь.

На рис. 7.10 приведена принципиальная электрическая схема однофазного понижающего автотрансформатора и указаны условные положительные направления напряжений и токов. Напряжение  $U_1$  подведено к обмотке высшего напряжения, имеющей  $w_1$  витков. Часть этих витков является витками обмотки низшего напряжения. При отключенной нагрузке в первичной цепи устанавливается ток холостого хода  $I_1 х$ . Этот ток создает магнитодвижущую силу  $w_1 I_1 х$ , которая возбуждает в магнитопроводе синусоидальный магнитный поток, индуцирующий в первичной и вторичной обмотках эдс  $E_1$  и  $E_2$ . Коэффициент трансформации автотрансформатора

$$n_{авт} = E_1/E_2 = w_1/w_2 = U_1 / U_2 х.$$

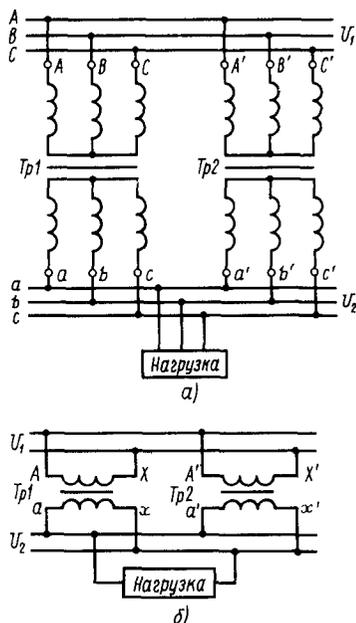


Рис. 7.9. Схема включения двух трансформаторов на параллельную работу:  
а — трехфазных; б — однофазных

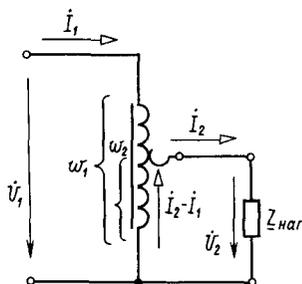


Рис. 7.10. Схема однофазного автотрансформатора

При подключении нагрузки во вторичной обмотке под воздействием эдс  $E_2$  возникает ток  $I_2$ , который создает свою мдс  $w_2 I_2$ . В этом случае магнитный поток в магнитопроводе будет возбуждаться результирующей мдс  $(w_1 - w_2) I_1 + w_2 I_2 = w_1 I_1$ , где  $I_2 = I_2 - I_1$ .

У автотрансформаторов можно считать, что  $I_1 \ll I_1$ , т. е.  $I_1 \approx 0$ . Тогда для модульных значений

$$w_2 I_2 = (w_2 - w_1) I_1,$$

откуда

$$I_2 = (1 - w_1/w_2) I_1.$$

Расчеты показывают, что при изготовлении автотрансформатора требуется значительно меньше материала для обмоток, чем при изготовлении двухобмоточного трансформатора. При этом чем коэффициент трансформации  $n_{ат}$  ближе к единице, тем автотрансформатор экономичнее по сравнению с двухобмоточным. Автотрансформаторы целесообразно применять при  $n_{ат} \leq 2$ . В этом случае для части обмотки с числом витков  $w_2$ , которая является вторичной, сечение провода меньше, чем для остальной обмотки с числом витков  $w_1 - w_2$ . Кроме того, на изготовление автотрансформатора затрачивается меньше ферромагнитных материалов.

Автотрансформаторы применяют в качестве силовых трансформаторов при передаче электрической энергии, для пуска мощных электрических двигателей переменного тока и регулирования напряжения.

Широкое применение нашли автотрансформаторы типа ЛАТР, имеющие плавную регулировку выходного напряжения. Коэффициент трансформации у них изменяется с помощью скользящего контакта.

Необходимо иметь в виду, что по условиям техники безопасности нельзя выполнять автотрансформаторы, у которых первичное напряжение относится к категории высоких напряжений, а вторичное к категории низких.

Потери энергии в автотрансформаторах меньше, чем в двухобмоточных силовых трансформаторах, а следовательно, автотрансформаторы обладают более высоким к.п.д.

## § 7.9. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ

Измерительные трансформаторы применяются для расширения пределов измерения измерительных приборов переменного тока и для включения приборов в сеть высокого напряжения. Изолируя измерительную аппаратуру от высокого напряжения, измерительные трансформаторы обеспечивают безопасность работы обслуживающего персонала.

Измерительные трансформаторы подразделяются на два типа: трансформаторы напряжения (ТН) и трансформаторы тока (ТТ). Они имеют ферромагнитный магнитопровод, на котором размещаются первичная и вторичная обмотки.

Трансформатор напряжения служит для подключения вольтметров, обмоток напряжения ваттметров и электрических счетчиков энергии, а также для подключения различного рода реле и других приборов. На рис. 7.11, а приведена схема включения вольтметра с трансформатором напряжения. Для получения величины измеря-

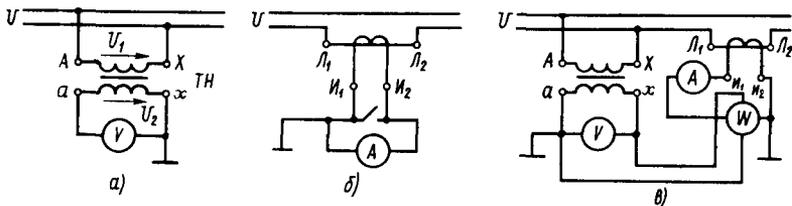


Рис. 7.11. Схемы трансформаторов напряжения (а) и тока (б) с подключенными приборами и схема подключения комплекта измерительных приборов к измерительным трансформаторам (в)

емого напряжения  $U_1$  показания вольтметра умножаются на коэффициент трансформации или используется вольтметр, шкала которого проградуирована на измеряемое напряжение, т. е. с учетом коэффициента трансформации.

Все трансформаторы напряжения изготавливают таким образом, что при номинальном напряжении первичной обмотки вторичная обмотка имеет напряжение  $U_{2 \text{ ном}} = 100 \text{ В}$ . Таким образом, для включения измерительных приборов с трансформаторами напряжения обмотки приборов должны быть рассчитаны на 100 В. Трансформаторы напряжения имеют классы точности 0,5, 1,0 и 3,0.

Трансформаторы напряжения работают в режиме, близком к режиму холостого хода, так как сопротивление обмоток вольтметра велико.

Трансформатор тока служит для подключения амперметров, токовых обмоток ваттметров и электрических счетчиков, а также для подключения различных реле и других приборов. На рис. 7.11, б приведена схема включения амперметра с трансформатором тока. Первичную обмотку трансформатора тока включают последовательно с нагрузкой, а во вторичную обмотку подключают амперметр. Учитывая, что сопротивление обмотки амперметра очень мало, можно считать, что трансформатор тока работает в режиме короткого замыкания. При номинальном токе в первичной обмотке ток во вторичной  $I_{2 \text{ ном}} = 5 \text{ А}$ . Таким образом, для включения измерительных приборов с трансформаторами тока обмотки приборов должны быть рассчитаны на ток 5 А. Магнитодвижущая сила  $w_1 I_1$ , создаваемая первичной обмоткой, не зависит от тока вторичной обмотки. При включенном во вторичную обмотку приборе результирующая мдс много меньше  $w_1 I_1$ , так как мдс  $w_2 I_2$  размагничивает магнитопровод.

Магнитопровод трансформатора тока рассчитывается на магнитный поток рабочего режима. При размыкании вторичной обмотки (отключении измерительных приборов) магнитный поток резко возрастает. В связи с этим возрастают магнитные потери и трансформатор перегревается. Кроме того, во вторичной обмотке возникает большая эдс, достигающая нескольких сотен вольт, что

может привести к поражению током, поэтому вторичную обмотку трансформатора тока нельзя оставлять разомкнутой, а при отключении измерительных приборов необходимо предварительно замкнуть клеммы  $i_1$  и  $i_2$  (см. рис. 7.11, б).

Трансформаторы тока имеют классы точности 0,2; 0,5; 1; 3; 10.

На рис. 7.11, в показана схема подключения к измерительным трансформаторам вольтметра, амперметра и ваттметра.

### Контрольные вопросы

1. Расскажите, как устроен трансформатор.
2. На каком законе основан принцип действия трансформатора?
3. От чего зависит эдс вторичной обмотки трансформатора?
4. Какие потери энергии возникают в трансформаторе при холостом ходе?
5. Какой схемой замещения представляют трансформатор при холостом ходе?
6. Какое влияние оказывает нагрузка трансформатора на ток первичной обмотки и на магнитный поток в магнитопроводе трансформатора?
7. Для чего приводят параметры вторичной обмотки трансформатора к первичной?
8. Как рассчитывают приведенные ток, напряжение, эдс и сопротивления?
9. Чем обусловлены параметры трансформатора, составляющие схему замещения?
10. Постройте и поясните векторную диаграмму приведенного трансформатора.
11. Каковы условия для проведения опытов холостого хода и короткого замыкания?
12. Как определяют мощность потерь энергии в сердечнике и обмотках трансформатора?
13. Почему уменьшается напряжение вторичной обмотки трансформатора при увеличении нагрузки?
14. Какую зависимость называют внешней характеристикой трансформатора?
15. Как определяется кпд трансформатора и от чего он зависит?
16. При какой нагрузке трансформатор имеет максимальный кпд и как определить эту нагрузку?
17. Как устроен трехфазный трансформатор?
18. Назовите способы соединения обмоток трехфазных трансформаторов?
19. Какие группы соединения приняты для трехфазных трансформаторов?
20. Назовите условия включения трансформаторов на параллельную работу.
21. В чем преимущества автотрансформатора по сравнению с двухобмоточным?
22. Почему автотрансформатор имеет меньшие габариты и вес, чем двухобмоточный?
23. Каково назначение измерительных трансформаторов?
24. Нарисуйте схемы включения измерительных приборов с измерительными трансформаторами.

## ГЛАВА 8

### АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ

#### § 8.1. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ И ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ. СКОЛЬЖЕНИЕ

Принцип действия асинхронного двигателя основан на взаимодействии токов в короткозамкнутых витках, расположенных во вращающейся части двигателя — *роторе* — с вращающимся магнитным потоком, создаваемым обмоткой, размещенной в пазах

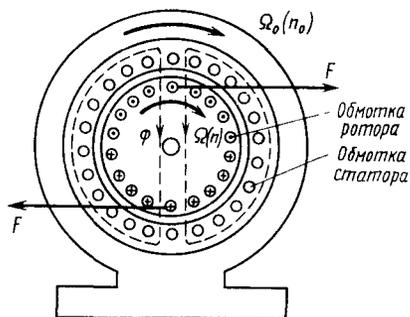


Рис. 8.1. Принципиальная схема действия асинхронного двигателя

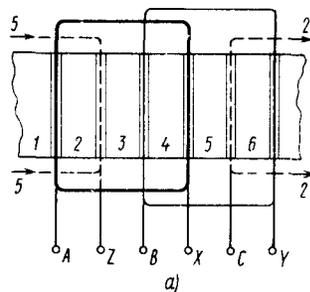
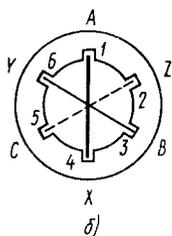


Рис. 8.2. Схема простейшей статорной обмотки двухполюсного асинхронного двигателя, развернутой на плоскость (а), и ее вид с торца статора (б)



неподвижной части двигателя — *статоре*. Магнитный поток при своем вращении пересекает обмотку ротора и индуцирует в ней эдс. Индуцируемая эдс создает ток, направление которого совпадает с направлением эдс, определяемой по правилу правой руки.

В результате взаимодействия проводников обмотки ротора, по которым проходят токи, с вращающимся магнитным полем возникают электромагнитные силы, направление действия которых согласно правилу левой руки совпадает с направлением вращения магнитного потока. Действие электромагнитных сил создает *электромагнитный момент*.

На рис. 8.1 показана принципиальная схема действия асинхронного двигателя. Магнитный поток  $\Phi$ , вращающийся с частотой  $n_0$ , об/мин (с угловой скоростью  $\Omega_0$ , рад/с), пересекает стержни обмотки ротора, индуцируя в них эдс. Крестиками и точками показано направление тока в стержнях обмотки. Возникающий в роторной обмотке ток, взаимодействуя с магнитным полем, создает электромагнитные силы  $F$ . В результате образуется вращающий момент и ротор начинает вращаться. В установившемся режиме выполняется неравенство  $n < n_0$  ( $\Omega < \Omega_0$ ). Так как ротор вращается асинхронно (несинхронно) с магнитным полем, то электродвигатель называется асинхронным.

Получение вращающегося магнитного поля, возбуждаемого трехфазной системой напряжения. В простейшем случае в пазах статора размещаются три катушки (обмотки) с пространственным смещени-

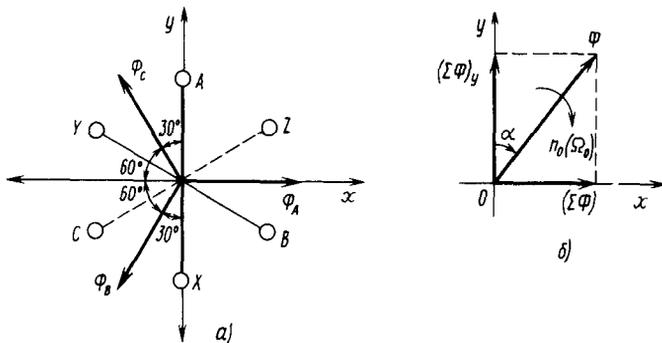


Рис. 8.3. Схема размещения фаз обмотки статора и векторов пульсирующих магнитных потоков в системе декартовых координат (а); диаграмма пульсирующих составляющих магнитного потока и результирующего вращающегося магнитного потока (б)

ем друг относительно друга на  $120^\circ$ . На рис. 8.2, а показана развернутая на плоскость схема обмотки двухполюсного асинхронного двигателя, а на рис. 8.2, б — схема торца статора. Каждая из катушек создает пульсирующий синусоидальный магнитный поток. Магнитные потоки смещены по фазе друг относительно друга на  $120^\circ$ :

$$\begin{aligned}\Phi_A &= \Phi_m \sin \omega t, \\ \Phi_B &= \Phi_m \sin (\omega t - 120^\circ), \\ \Phi_C &= \Phi_m \sin (\omega t + 120^\circ).\end{aligned}$$

Для определения результирующего магнитного потока магнитные потоки  $\Phi_A$ ,  $\Phi_B$ ,  $\Phi_C$  изображают на плоскости системы прямоугольных декартовых координат, на которой размещены катушки статорной обмотки (рис. 8.3, а). Магнитный поток  $\Phi_A$  пульсирует перпендикулярно плоскости катушки А—Х,  $\Phi_B$  — перпендикулярно плоскости катушки В—У,  $\Phi_C$  — перпендикулярно плоскости катушки С—Z. Взяв проекцию всех магнитных потоков на ось x, получают

$$\begin{aligned}(\Sigma\Phi)_x &= \Phi_A - \Phi_B \cos 60^\circ - \Phi_C \cos 60^\circ = \Phi_m \sin \omega t - \\ &- \Phi_m (\sin \omega t - 120^\circ) \cos 60^\circ - \Phi_m \sin (\omega t + 120^\circ) \cos 60^\circ = \\ &= \frac{3}{2} \Phi_m \sin \omega t.\end{aligned}$$

Проекция магнитных потоков на ось y дает

$$\begin{aligned}
 (\Sigma\Phi)_y &= -\Phi_B \cos 30^\circ + \Phi_C \cos 30^\circ = \\
 &= -\Phi_m \sin(\omega t - 120^\circ) \cos 30^\circ + \Phi_m \sin(\omega t + 120^\circ) \cos 30^\circ = \\
 &= \frac{3}{2} \Phi_m \cos \omega t.
 \end{aligned}$$

Составляющие  $(\Sigma\Phi)_x$  и  $(\Sigma\Phi)_y$  магнитного потока, каждая из которых пульсирует вдоль своей оси, расположены под углом  $90^\circ$  друг относительно друга. Результирующий магнитный поток

$$\Phi = \sqrt{(\Sigma\Phi)_x^2 + (\Sigma\Phi)_y^2} = \frac{3}{2} \Phi_m. \quad (8.1)$$

Выражение (8.1) показывает, что результирующий магнитный поток по величине не изменяется. Составляющая  $(\Sigma\Phi)_x$  магнитного потока изменяется по закону синуса, а составляющая  $(\Sigma\Phi)_y$  — по закону косинуса. Следовательно, в зависимости от времени результирующий магнитный поток изменяет свое положение в пространстве.

Находят отношение составляющих  $(\Sigma\Phi)_x$  и  $(\Sigma\Phi)_y$ :

$$\frac{(\Sigma\Phi)_x}{(\Sigma\Phi)_y} = \frac{(3/2) \Phi_m \sin \omega t}{(3/2) \Phi_m \cos \omega t} = \operatorname{tg} \omega t.$$

На рис. 8.3, б изображена диаграмма, на которой даны составляющие магнитного потока и результирующий поток  $\Phi$ . Из диаграммы видно, что  $\operatorname{tg} \alpha = \operatorname{tg} \omega t$ , а следовательно, угол  $\alpha = \omega t$  и зависит от времени  $t$  и угловой частоты  $\omega$ . За время одного периода  $T$  магнитный поток повернется на угол

$$\alpha_T = 2\pi f_1 T = 2\pi \frac{1}{T} T = 2\pi.$$

Как видно из данного выражения, магнитный поток за один период поворачивается на угол  $2\pi$ , т. е. совершает один оборот. Тогда за одну секунду магнитный поток совершит  $\alpha_T f$  оборотов. Частота вращения магнитного потока  $n_0$  пропорциональна частоте сети  $f$ . Поэтому при  $f_1 = 50$  Гц магнитный поток совершит 50 об/с или 3000 об/мин. При частоте  $f_1 = 400$  Гц магнитный поток совершит 24 000 об/мин.

На рис. 8.4, а дана диаграмма мгновенных токов в фазах обмотки статора, а на рис. 8.4, б, в — схема магнитных потоков простейшей обмотки, состоящей из трех катушек, для моментов времени  $t_1$  и  $t_2$ . Крестиками и точками обозначены направления

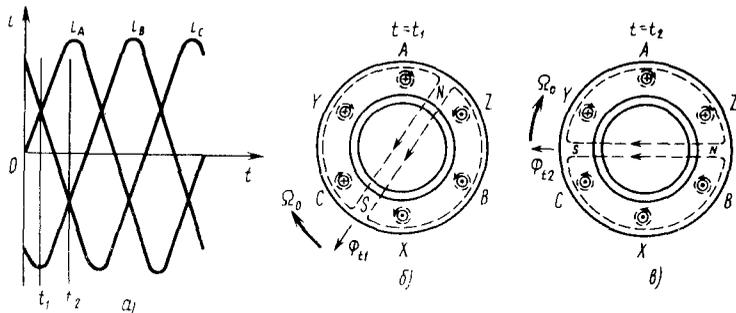


Рис. 8.4. Диаграмма мгновенных токов (а) и схема магнитных потоков для моментов времени  $t_1$  (б) и  $t_2$  (в) простейшей двухполюсной статорной обмотки

токов в проводах обмотки статора. При положительных токах их направление принято от начал  $A, B, C$  обмоток к концам  $X, Y, Z$ ; при отрицательных — наоборот. Как видно из рис. 8.4, б, рассмотренная статорная обмотка позволяет получить двухполюсное вращающееся магнитное поле.

Частота  $n_0$  (угловая скорость  $\Omega_0$ ) вращения магнитного поля зависит не только от частоты  $f_1$  питающего напряжения, но и от числа полюсов самого магнитного поля:

$$n_0 = 60f_1/p \text{ об/мин,}$$

где  $p$  — число пар полюсов вращающегося магнитного поля. Угловая скорость вращения магнитного поля

$$\Omega_0 = 2\pi n_0/60 = 2\pi 60f_1/(60p) = 2\pi f_1/p \text{ рад/с.}$$

Многополюсные асинхронные двигатели получают за счет конструкции обмотки статора. В простейшей обмотке, рассмотренной выше, шаг обмотки  $y$  (расстояние между сторонами катушки) равен  $180^\circ$  или половине окружности магнитопровода статора. Шаг обмотки в идеальном случае равен *полюсному делению*  $\tau$  — части дуги окружности статора, на которой магнитные линии выходят из поверхности сердечника статора или входят в него. Полюсное деление можно определить частью дуги окружности, заключенной между осями соседних разноименных магнитных полюсов, измеряя его в градусах или в метрах,

$$\tau = 2\pi/(2p) = \pi D/(2p),$$

где  $D$  — внутренний диаметр статора.

Следовательно, для получения двухполюсного вращающегося магнитного поля  $y = \tau = 2\pi/2$ , для четырехполюсного  $y = \tau = 2\pi/4$ , для шестиполюсного  $y = \tau = 2\pi/6$ . Для промышленной частоты  $f = 50$  Гц

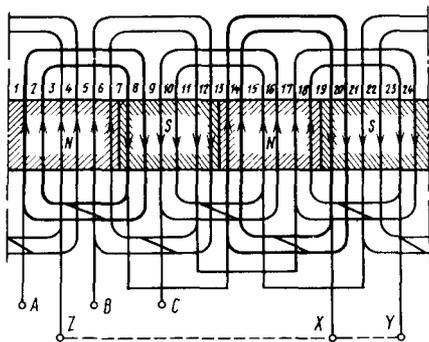


Рис. 8.5. Развернутая схема однослойной обмотки статора четырехполюсного двигателя

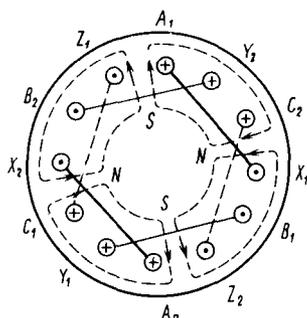


Рис. 8.6. Магнитные потоки, создаваемые простейшей четырехполюсной обмоткой статора

частота вращения магнитного поля в зависимости от числа его полюсов составляет: 3000, 1500, 1000, 750, 600, 500 об/мин.

На рис. 8.5 дана развернутая схема однослойной обмотки четырехполюсного асинхронного двигателя. Шаг обмотки  $y = \tau = 90^\circ$ ; число катушек на одну фазу 4; общее число катушек 12; число пазов статора, необходимое для размещения обмотки, — 24.

На рис. 8.6 дана схема торца двигателя, в статоре которого размещена обмотка для возбуждения четырехполюсного вращающегося магнитного поля с числом катушек на одну фазу, равным двум. Направление токов в обмотке принято для момента времени  $t_1$  (рис. 8.4, а).

Вращающееся магнитное поле может быть возбуждено и двухфазной системой напряжений при условии, что обмотки статора в пространстве смещены на  $90^\circ$  и напряжения, питающие статорную обмотку, имеют фазовый сдвиг  $90^\circ$ .

Устройство асинхронного двигателя иллюстрирует рис. 8.7. Двигатель состоит из двух основных частей: неподвижной — статора (рис. 8.7, а) и подвижной — ротора (рис. 8.7, в, г). Магнитопроводы статора (рис. 8.7, б, д) и ротора (рис. 8.7, д) собирают из листов электротехнической стали толщиной 0,35 или 0,5 мм, которые до сборки покрывают с обеих сторон изоляционной пленкой (обычно лаком) для ограничения в них вихревых токов. Магнитопровод статора закрепляют в корпусе, а магнитопровод ротора — на валу. Вал ротора вращается в подшипниках, которые помещают в подшипниковых щитах, прикрепленных к корпусу статора. На внутренней цилиндрической поверхности магнитопровода статора и на внешней цилиндрической поверхности магнитопровода ротора имеются пазы (рис. 8.7, а, б, д), в которых размещают проводники обмоток соответственно статора и ротора. Обмотку статора, выпол-

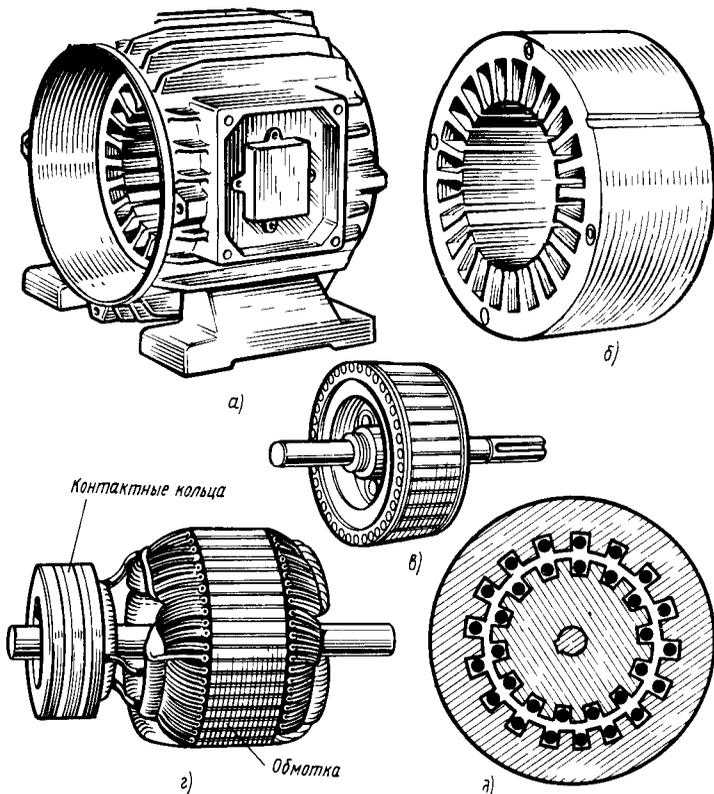


Рис. 8.7. Устройство асинхронного двигателя:  
*а* — корпус асинхронной машины с сердечником статора; *б* — сердечник статора; *в* — короткозамкнутый ротор; *г* — фазный ротор с контактными кольцами; *д* — магнитная система

дляемую обычно трехфазной, присоединяют к трехфазной сети. Обмотка ротора может быть выполнена трехфазной аналогично обмотке статора. Такой асинхронный двигатель называют двигателем с фазным ротором (рис. 8.7, *г*). Другая разновидность обмотки ротора — обмотка в виде «беличьего колеса» (см. рис. 8.7, *в* и 8.8, *а*). В этом случае асинхронный двигатель называют двигателем с короткозамкнутым ротором. Короткозамкнутая обмотка выполняется из медных или алюминиевых стержней, которые размещают в пазах магнитопровода ротора. Концы стержней в торцах замыкают кольцами. При изготовлении обмотки из алюминия расплавленный металл заливают в пазы ротора. Одновременно с обмоткой (стержнями) с помощью специальных форм отливают замыкающие кольца и вентиляционные лопатки (рис. 8.8, *б*).

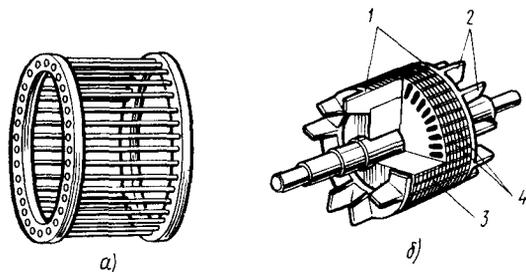


Рис. 8.8. Обмотка (а) и конструкция (б) короткозамкнутого ротора (1 — замыкающие кольца; 2 — вентиляционные лопасти; 3 — сердечник ротора; 4 — стержни обмотки)

Обмотку фазного ротора выполняют по аналогии с обмоткой статора. В пазах ротора размещают катушки фаз обмотки, которые создают столько же полюсов, сколько и обмотка статора. Фазы обмотки ротора соединяют звездой. При этом концы ( $X, Y, Z$ ) фаз соединяют в общую точку, а начала ( $A, B, C$ ) фаз присоединяют к контактным кольцам, расположенным на валу ротора (см. рис. 8.7, з).

Асинхронные машины, как и все электрические машины, обратимы и могут работать как в качестве генераторов, так и двигателей. Однако их используют в основном в качестве двигателей трехфазного тока. Для получения электрической энергии на электрических станциях асинхронные генераторы не применяют, так как они обладают худшими эксплуатационными характеристиками, чем синхронные генераторы.

Наибольшее распространение получили трехфазные асинхронные двигатели, созданные русским инженером М. О. Доливо-Добровольским. Первый трехфазный асинхронный двигатель был построен в 1889 г. Асинхронные трехфазные двигатели применяют для привода практически всего станочного оборудования предприятий, в авиации, в сельском хозяйстве, для привода различных подъемных устройств, эскалаторов, вентиляторов, насосов, компрессоров и ряда других механизмов.

Асинхронные двигатели обладают надежностью, просты в эксплуатации и значительно дешевле других двигателей.

Скольжением ( $S$ ) называется разность скоростей (частот) вращения магнитного поля ( $\Omega_0$ ) и ротора ( $\Omega$ ), отнесенная к скорости (частоте) вращения магнитного поля:

$$S = (\Omega_0 - \Omega) / \Omega_0 = (n_0 - n) / n.$$

Отсюда

$$\Omega = \Omega_0 (1 - S); \quad n = n_0 (1 - S).$$

Частота вращения ротора всегда меньше частоты вращения магнитного поля, так как в случае их равенства магнитное поле не будет пересекать роторную обмотку, и эдс ротора, а следовательно, и ток в его обмотке стал бы равен нулю, что привело бы к исчезновению электромагнитных сил, которые создают вращающий момент.

Значения скольжения асинхронного двигателя изменяются от  $S=1$  (при пуске, когда  $n=0$ ) до  $S=S_{ном}$ , что соответствует номинальной нагрузке двигателя. Номинальное скольжение современных асинхронных двигателей находится в пределах  $S_{ном}=2...5\%$ . Скольжение холостого хода  $S_x$  не превышает  $1\%$ .

## § 8.2. ЭЛЕКТРОДВИЖУЩИЕ СИЛЫ ОБМОТОК СТАТОРА И РОТОРА

Как указывалось выше, эдс в обмотках статора и ротора создаются в результате относительного вращения магнитного поля и обмоток, при котором линии магнитного поля пересекают участки (стержни) обмоток, находящиеся в пазах статора и ротора. Для определения эдс и ее направления принято рассматривать движение проводника относительно неподвижного магнитного поля (правило правой руки). Тогда эдс в любом из проводников статора или ротора  $e_{пр} = Blv$ , где  $B$  — магнитная индукция в воздушном зазоре (в месте нахождения проводника);  $l$  — длина проводника, пересекаемого магнитным полем (длина магнитопровода машины);  $v$  — линейная скорость движения проводника в магнитном поле, которое распределяется синусоидально вдоль воздушного зазора.

Среднее значение эдс в одном витке обмотки

$$E_{ср\ вит} = 2B_{ср}lv,$$

где  $B_{ср} = \Phi_{п}/S_{п} = \Phi_{п}/(\tau l)$ ,  $\Phi_{п} = \frac{3}{2} \Phi_m$ ,  $\tau = \pi D/(2p)$ ,  $D$  — внутренний диаметр статора.

Среднее значение эдс в одной фазе обмотки статора

$$E_{1\ ср} = E_{ср\ вит} w_1 = 2B_{ср}lv_0 w_1,$$

где  $w_1$  — число витков одной фазы обмотки статора,  $v_0 = \Omega_0 D/2$ ,  $\Omega_0 = 2\pi n_0/60$  — угловая скорость вращения магнитного потока.

Максимальное значение эдс статорной обмотки

$$E_{1\ m} = \frac{\pi}{2} E_{1\ ср}.$$

Произведя соответствующие замены, получают

$$E_{1m} = 2\pi w f_1 \Phi_{\pi}$$

Для учета влияния размещения обмотки в пазах статора на эдс витков, приводящего к неравенству геометрической и алгебраической сумм эдс витков обмотки  $\Sigma \dot{E}_{\text{вит}} < \Sigma E_{\text{вит}}$ , вводят обмоточный коэффициент  $k_{\text{об}} = \Sigma \dot{E}_{\text{вит}} / \Sigma E_{\text{вит}}$ . Тогда

$$E_{1m} = 2\pi w f_1 \Phi_{\pi} k_{\text{об} 1}. \quad (8.2)$$

Для действующего значения эдс выражение (8.2) принимает вид

$$E_1 = E_{1m} / \sqrt{2} = 4,44 w f_1 \Phi_{\pi} k_{\text{об} 1}. \quad (8.3)$$

Аналогично, для неподвижного ротора эдс одной фазы обмотки

$$E_2 = 4,44 w_2 f_1 \Phi_{\pi} k_{\text{об} 2}, \quad (8.4)$$

где  $w_2$  — число витков фазы обмотки ротора;  $k_{\text{об} 2}$  — обмоточный коэффициент.

При увеличении частоты вращения ротора частота пересечения его обмоток вращающимся магнитным полем уменьшается, что приводит к уменьшению эдс  $E_2$ , прямо пропорционально скольжению  $S$ , и тогда эдс ротора  $E_{2S}$  для любого скольжения

$$E_{2S} = E_2 S = 4,44 w_2 f_1 \Phi_{\pi} k_{\text{об} 2} S. \quad (8.5)$$

### § 8.3. ЧАСТОТА ТОКА ОБМОТКИ РОТОРА. СОПРОТИВЛЕНИЯ ОБМОТКИ СТАТОРА И РОТОРА

Частота эдс, индуцируемой в обмотке ротора,

$$f_2 = \frac{p \Omega_S}{2\pi} = \frac{p(\Omega_0 - \Omega)}{2\pi}.$$

Умножив это выражение на  $\Omega_0 / \Omega_0$ , получают

$$f_2 = \frac{p \Omega_0}{2\pi} \frac{\Omega_0 - \Omega}{\Omega_0} = f_1 S,$$

где  $\Omega_S$  — скорость скольжения.

Таким образом, частота тока в обмотке ротора прямо пропорциональна скольжению  $S$  и меньше частоты тока в статорной обмотке. Значение  $f_2$  находится в пределах  $(0 \dots 1) f_1$ .

Сопровождающие обмотки статора и ротора содержат как активные, так и реактивные составляющие. Активные составляющие обусловлены сопротивлением материала проводов, из которых

выполнены обмотки, а реактивные — магнитными потоками рассеяния и являются индуктивными сопротивлениями. Сопротивление одной фазы обмотки статора

$$\underline{Z}_1 = R_1 + j\omega_1 L_1 = R_1 + j2\pi f_1 L_1.$$

Модуль сопротивления

$$Z_1 = \sqrt{R_1^2 + (\omega_1 L_1)^2}.$$

Сопротивление одной фазы обмотки вращающегося ротора

$$\begin{aligned} \underline{Z}_{2S} &= R_2 + j\omega_2 L_2 = R_2 + j2\pi f_2 L_2 = \\ &= R_2 + j2\pi f_1 L_2 S = R_2 + jX_2 S = R_2 + jX_{2S}, \end{aligned} \quad (8.6)$$

где  $X_2$  — индуктивное сопротивление фазы обмотки неподвижного ротора;  $X_{2S} = X_2 S$  — индуктивное сопротивление фазы обмотки вращающегося ротора.

Модуль сопротивления

$$Z_{2S} = \sqrt{R_2^2 + (X_2 S)^2}.$$

Наибольшее значение индуктивное сопротивление ротора имеет при пуске двигателя.

Зная эдс обмоток статора и ротора, а также сопротивления этих обмоток, записывают уравнения электрического равновесия для одной фазы обмотки:

для обмотки статора

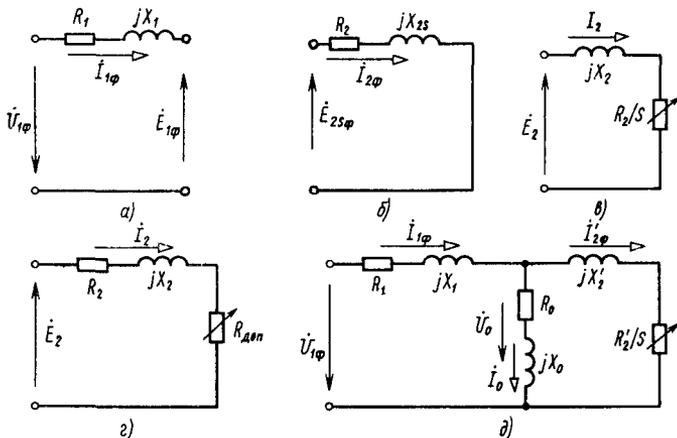


Рис. 8.9. Эквивалентные схемы замещения статора (а), ротора (б, в, г) и Т-образная схема замещения (д) асинхронного двигателя

$$\dot{U}_{1\phi} = -\dot{E}_{1\phi} + R_1 \dot{I}_{1\phi} + jX_{11} \dot{I}_{1\phi}; \quad (8.7)$$

для обмотки ротора

$$\dot{E}_{2S\phi} = R_2 \dot{I}_{2\phi} + jX_{2S} \dot{I}_{2\phi}. \quad (8.8)$$

Схемы замещения статора и ротора для составления уравнений (8.7) и (8.8) изображены на рис. 8.9, а, б.

#### § 8.4. ТОК В ФАЗЕ ОБМОТКИ РОТОРА. СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ

Воспользовавшись выражениями (8.5) и (8.6), определяют ток в фазе роторной обмотки:

$$I_2 = E_{2S} / Z_{2S} = E_{2S} / \sqrt{R_2^2 + (X_{2S})^2}. \quad (8.9)$$

В полученном уравнении числитель и знаменатель являются величинами переменными, так как зависят от скольжения. Разделим числитель и знаменатель (8.9) на величину  $S$ :

$$I_2 = E_2 / \sqrt{(R_2/S)^2 + X_2^2}. \quad (8.10)$$

Если в (8.10) принять  $S=1$ , получим ток пуска двигателя для неподвижного ротора. Уравнение (8.10) позволяет составить схему замещения ротора (рис. 8.9, в). Так как значение эдс  $E_2$ , входящей в (8.10), не изменится и равно значению эдс в неподвижном роторе, данная схема замещения соответствует заторможенному ротору.

Сопротивление  $R_2/S$  может быть представлено в виде двух составляющих:

$$R_2/S = R_2/S + R_2 - R_2 = R_2 + \frac{1-S}{S} R_2 = R_2 + R_{\text{доп}}. \quad (8.11)$$

Дополнительное сопротивление  $R_{\text{доп}} = \frac{1-S}{S} R_2$  зависит от скольжения, а скольжение — от нагрузки на валу двигателя. Следовательно, дополнительное сопротивление является эквивалентом нагрузки двигателя. Согласно выражению (8.11) преобразуем схему замещения, показанную на рис. 8.9, в, в эквивалентную схему (рис. 8.9, г). В соответствии с полученной схемой замещения механическая мощность, развиваемая двигателем,

$$P_{\text{мех}} = m_2 \frac{1-S}{S} R_2 I_2^2 \phi,$$

где  $m_2$  — число фаз обмотки ротора.

Для асинхронного двигателя с неподвижным ротором схема замещения одной фазы аналогична схеме замещения трансформатора. На рис. 8.9, д представлена Т-образная схема замещения асинхронного двигателя, аналогичная схеме замещения трансформатора.

Для приведения параметров роторной обмотки к обмотке статора необходимо определить коэффициент трансформации  $n$ , для чего воспользуемся уравнениями (8.3) и (8.4):

$$n = \frac{E_1}{E_2} = \frac{w_1 k_{\sigma 61}}{w_2 k_{\sigma 62}}$$

В случае, когда число фаз  $m_1$  обмотки статора не равно числу фаз  $m_2$  обмотки ротора, коэффициент трансформации умножают на отношение  $m_1/m_2$ .

Учитывая, что отношение обмоточных коэффициентов  $k_{\sigma 61}/k_{\sigma 62}$  близко к единице, можно считать  $n \approx w_1/w_2$ .

### § 8.5. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЭНЕРГИИ В АСИНХРОННОМ ДВИГАТЕЛЕ. ПОТЕРИ ЭНЕРГИИ И ЭНЕРГЕТИЧЕСКАЯ ДИАГРАММА

Электрическая энергия, поступающая в статор асинхронного двигателя из трехфазной сети, преобразуется в электромагнитную энергию вращающегося магнитного поля и электромагнитным путем передается в ротор, приводя его во вращение (рис. 8.10). При передаче энергии ротору возникают ее потери как в статоре, так и в роторе двигателя. На рис. 8.11, а дана подробная энергетическая диаграмма асинхронного двигателя. На этой диаграмме:

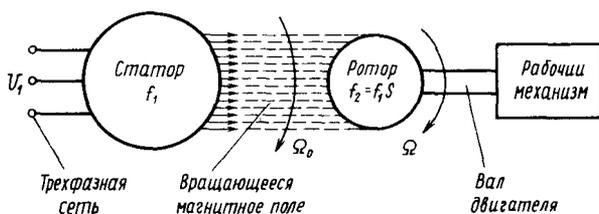


Рис. 8.10. Схема передачи электрической энергии асинхронного двигателя и преобразования ее в механическую

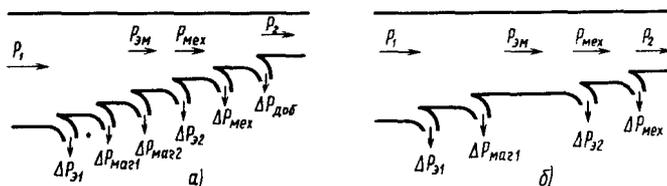


Рис. 8.11. Полная (а) и упрощенная (б) энергетические диаграммы асинхронного двигателя

$P_1$  — мощность энергии, поступающей в статор,  $P_1 = m_1 U_{1\phi} I_{1\phi} \cos \varphi_1$ ;

$\Delta P_{\text{эл}}$  — мощность электрических потерь энергии в обмотке статора  $\Delta P_{\text{эл}} = m_1 R_1 I_{1\phi}^2$ ;

$\Delta P_{\text{маг1}}$  — мощность магнитных потерь энергии в магнитопроводе статора  $\Delta P_{\text{маг1}} = \Delta P_{\text{г1}} + \Delta P_{\text{в1}}$ , где  $\Delta P_{\text{г1}}$  и  $\Delta P_{\text{в1}}$  — магнитные потери на гистерезис и вихревые токи в магнитопроводе статора;

$\Delta P_{\text{маг2}}$  — мощность магнитных потерь энергии в магнитопроводе ротора  $\Delta P_{\text{маг2}} = \Delta P_{\text{г2}} + \Delta P_{\text{в2}}$ , где  $\Delta P_{\text{г2}}$  и  $\Delta P_{\text{в2}}$  — магнитные потери на гистерезис и вихревые токи в магнитопроводе ротора;

$\Delta P_{\text{эл}}$  — мощность электрических потерь энергии в обмотке ротора

$$\Delta P_{\text{эл}} = m_2 R_2 I_{2\phi}^2; \quad (8.12)$$

$\Delta P_{\text{мех}}$  — мощность механических потерь энергии на трение;

$\Delta P_{\text{доб}}$  — мощность добавочных потерь энергии, которые зависят от пульсации магнитных потоков в зубцах магнитопроводов, трения о воздух и диэлектрических потерь.

Учитывая, что частота  $f_2$  тока в обмотке ротора, от которой зависят магнитные потери в роторе, мала по сравнению с частотой  $f_1$  тока в обмотке статора ( $f_2 \approx 0,04 f_1$ ), мощностью магнитных потерь  $\Delta P_{\text{маг2}}$  пренебрегают. Добавочные потери  $\Delta P_{\text{доб}}$  покрываются за счет механической мощности  $P_{\text{мех}}$  и их можно отнести к мощности механических потерь  $\Delta P_{\text{мех}}$ . С учетом сделанных допущений энергетическая диаграмма асинхронного двигателя будет иметь вид, показанный на рис. 8.11, б.

Электромагнитная мощность  $P_{\text{эм}}$  определяется как произведение электромагнитного момента  $M$  на угловую скорость  $\Omega_c$  магнитного поля:

$$P_{\text{эм}} = M \Omega_0. \quad (8.13)$$

Механическая мощность  $P_{\text{мех}}$ , развиваемая двигателем, равна произведению момента  $M$  на угловую скорость  $\Omega$  ротора:

$$P_{\text{мех}} = M \Omega. \quad (8.14)$$

Коэффициент полезного действия двигателя согласно энергетической диаграмме определяется выражением  $\eta = P_2/P_1$ .

Рассмотрим электромагнитные процессы, возникающие в асинхронном двигателе при изменении механической нагрузки на валу ротора. Предположим, что у работающего двигателя увеличилась нагрузка — тормозной момент. Это приведет к уменьшению скорости  $\Omega$  вращения ротора, увеличению скольжения  $S$ , а следовательно, и увеличению эдс  $E_{2S}$  в обмотке ротора, что, в свою очередь, вызовет увеличение тока  $I_2$ .

Токи в фазах обмотки ротора создают (аналогично токам в фазах обмотки статора) вращающееся магнитное поле ротора, частота вращения которого относительно ротора

$$n_{\text{пр}} = \frac{pf_2}{60} = \frac{pf_1}{60} S = n_0 S,$$

где  $n_0$  — частота вращения магнитного поля статора.

Частота вращения магнитного поля ротора относительно статора равна сумме частот вращения ротора и его поля:

$$n_{\text{пр}} = n + n_0 S = n + n_0 \frac{n_0 - n}{n_0} = n_0. \quad (8.15)$$

Как следует из выражения (8.15), магнитное поле ротора вращается синхронно с полем статора. Взаимодействуя, они образуют результирующее вращающееся магнитное поле  $\Phi_{\text{н}}$ .

Возрастание магнитного поля ротора приводит к размагничиванию двигателя, т. е. уменьшению результирующего вращающегося поля, что нарушает электрическое равновесие в обмотке статора [см. (8.7)], так как уменьшается эдс  $E_{1\phi}$ . Для восстановления электрического равновесия должен увеличиться ток  $I_{1\phi}$  в статорной обмотке.

Возрастание магнитного потока ротора обусловлено увеличением тока в его обмотке, что возможно только при увеличении эдс  $E_{2S}$  ротора. Последняя зависит от скольжения, увеличение которого происходит при увеличении нагрузки на валу двигателя. Следовательно, устанавливается автоматическая связь между нагрузкой двигателя и током в обмотке статора (током, потребляемым из сети). Таким образом, асинхронный двигатель обладает саморегулированием рабочего режима.

Как было показано в гл. 7, магнитный поток трансформаторов практически не зависит от нагрузки. Для асинхронных двигателей магнитный поток от нагрузки зависит в большей степени, чем у трансформаторов. На зависимость результирующего магнитного потока от нагрузки оказывает влияние воздушный зазор между статором и ротором.

§ 8.6. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ МОМЕНТ И МЕХАНИЧЕСКИЕ  
ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Для вывода уравнения, позволяющего определить электромагнитный вращающий момент, используют энергетическую диаграмму, изображенную на рис. 8.11, б.

Находят разность электромагнитной и механической мощностей [см. (8.13) и (8.14)]  $P_{эм} - P_{мех} = M(\Omega_0 - \Omega) = \Delta P_{32}$ , откуда

$$M = \Delta P_{32} / (\Omega_0 - \Omega). \quad (8.16)$$

Совместное решение (8.12) и (8.16) дает

$$M = m_2 R_2 I_{2\phi}^2 / (\Omega_0 - \Omega). \quad (8.17)$$

Умножив и разделив (8.17) на  $\Omega_0$ , окончательно получают

$$M = m_2 (R_2 / S) I_{2\phi}^2 / \Omega_0. \quad (8.18)$$

Как видно из (8.18), электромагнитный момент является функцией скольжения  $S$ . Воспользовавшись схемой замещения рис. 8.9, д, определяют ток в фазе ротора  $I'_{2\phi}$ , полагая, что током  $I_0$  можно пренебречь, так как  $I_0 \ll I'_{2\phi}$ :

$$I'_{2\phi} = U_{1\phi} / \sqrt{(R_1 + R_2 / S)^2 + (X_1 + X_2')^2}. \quad (8.19)$$

Подстановка (8.19) в (8.18) дает:

$$M = \frac{m_1}{\Omega_0} \frac{(R_2 / S) U_{1\phi}^2}{[(R_1 + R_2 / S)^2 + (X_1 + X_2')^2]}, \quad (8.20)$$

где  $m_1 = m_2$  — числу фаз статора.

Из формулы (8.20) видно, что вращающий момент двигателя прямо пропорционален квадрату питающего напряжения.

Пусковой момент  $M_n$  двигателя (при  $S = 1$ )

$$M_n = \frac{m_1}{\Omega_0} \frac{R_2' U_{1\phi}^2}{R_r^2 + X_r^2}, \quad (8.21)$$

где  $R_r = R_1 + R_2'$ ,  $X_r = X_1 + X_2'$ .

Для определения максимального момента необходимо взять производную  $dM/dS$  выражения (8.20) и, приравняв ее нулю, решить уравнение относительно скольжения

$$S_{кр} = R_2' / \sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_2')^2} = R_2' / \sqrt{R_r^2 + X_r^2}. \quad (8.22)$$

Скольжение  $S_{кр}$ , при котором двигатель развивает максимальный момент, называется *критическим*.

Заменив в (8.20) скольжение  $S$  на  $S_{\text{кр}}$  (8.22), получают уравнение максимального момента

$$M_m = \frac{m_1}{\Omega_0} \frac{U_{1\phi}^2}{2[R_1 + \sqrt{R_1^2 + X^2}]} \quad (8.23)$$

Данное уравнение показывает, что значение максимального момента  $M_m$  не зависит от активного сопротивления  $R_2$  роторной цепи, однако скольжение  $S_{\text{кр}}$ , при котором двигатель развивает максимальный момент, зависит от  $R_2$  [см. (8.22)]. На этом свойстве асинхронных двигателей основаны двигатели с фазным ротором и двигатели с короткозамкнутым ротором, обладающие улучшенными пусковыми свойствами.

Если взять отношение  $M_m/M$  [см. (8.23) и (8.20)], произвести соответствующие преобразования и пренебречь относительно малыми величинами, получают

$$M = \frac{2M_m}{(S/S_{\text{кр}}) + (S_{\text{кр}}/S)} \quad (8.24)$$

По этой формуле рассчитывают механическую характеристику  $M=f(S)$  в тех случаях, когда не требуется большой точности.

Чтобы воспользоваться уравнением (8.24), необходимо знать отношение максимального момента к номинальному  $M_m/M_{\text{ном}} = \lambda$  (коэффициент, характеризующий перегрузочную способность двигателя), номинальные мощность  $P_{\text{ном}}$  и частоту вращения  $n_{\text{ном}}$  двигателя.

Для определения критического скольжения рассмотрим (8.24) для номинального режима, при котором  $S = S_{\text{ном}}$ :

$$M_{\text{ном}} = \frac{2M_m}{(S_{\text{ном}}/S_{\text{кр}}) + (S_{\text{кр}}/S_{\text{ном}})}$$

Учитывая, что  $M_{\text{ном}} = M_m/\lambda$ , получают

$$1/\lambda = 2/[(S_{\text{ном}}/S_{\text{кр}}) + (S_{\text{кр}}/S_{\text{ном}})],$$

откуда  $S_{\text{кр}} = S_{\text{ном}}(\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1})$ , а  $S_{\text{ном}} = (n_0 - n_{\text{ном}})/n_0$ .

Для определения максимального момента двигателя  $M_m = M_{\text{ном}}\lambda$  находят номинальный момент

$$M_{\text{ном}} = 9550 \frac{P_{\text{ном}}}{n_{\text{ном}}}$$

Тогда, зная  $M_m$  и  $S_{\text{кр}}$  и задаваясь скольжением  $S$  в пределах от 0 до 1, по формуле

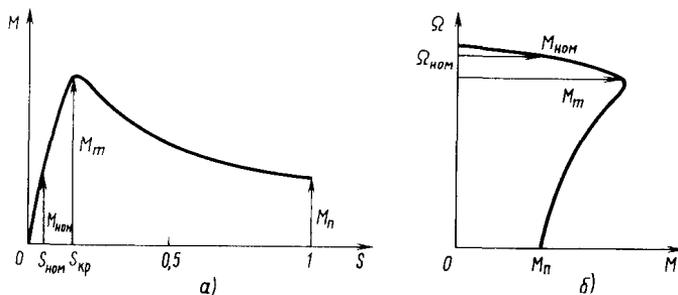


Рис. 8.12. Механические характеристики асинхронного двигателя:  
 а — зависимость вращающего момента  $M$  двигателя от скольжения  $S$ ;  
 б — зависимость угловой скорости  $\Omega$  ротора двигателя от вращающего момента  $M$

(8.24) рассчитывают для каждого значения скольжения  $S$  вращающий момент  $M$  двигателя. На рис. 8.12, а, б построены механические характеристики двигателя:  $M=f(S)$  и  $\Omega=f(M)$ .

Угловая скорость вращения ротора определяется из выражения

$$\Omega = \Omega_0 (1 - S).$$

Наиболее характерными точками на механических характеристиках являются точки  $M_п$ ,  $M_{ном}$  и  $M_m$ . Отношение максимального момента к номинальному находится в пределах

$$M_m/M_{ном} = 1,8 \dots 2,5,$$

а отношение пускового момента к номинальному

$$M_п/M_{ном} = 0,9 \dots 1,3.$$

Из характеристики  $M=f(S)$  видно, что рабочей (устойчивой) ее частью является участок, заключенный между точками 0 и  $M_m$ . На этом участке при изменении нагрузки на валу двигатель автоматически переходит из одного установившегося состояния в другое. При увеличении нагрузки скольжение двигателя возрастает и двигатель увеличивает электромагнитный момент, т. е. принимает на себя нагрузку. Если нагрузочный момент превысит максимальный, двигатель останавливается. При уменьшении нагрузки на валу двигателя скольжение уменьшается и одновременно уменьшается электромагнитный момент.

Участок характеристики  $M=f(S)$ , заключенный между точками  $M_m$  и  $M_п$ , является неустойчивой частью характеристики, так как при увеличении нагрузки скольжение возрастает, а момент двигателя уменьшается и он останавливается. При уменьшении нагрузки скольжение уменьшается, а момент возрастает. Следовательно, частота вращения ротора увеличивается и режим работы двигателя переходит на устойчивую часть характеристики.

## § 8.7. ДВИГАТЕЛЬ С ФАЗНЫМ РОТОРОМ И ЕГО ПУСКОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Фазная обмотка ротора двигателя, выполняемая по типу статорной обмотки, обычно соединяется звездой, концы которой подводятся к трем контактными кольцам (см. рис. 8.7, з), закрепленным на

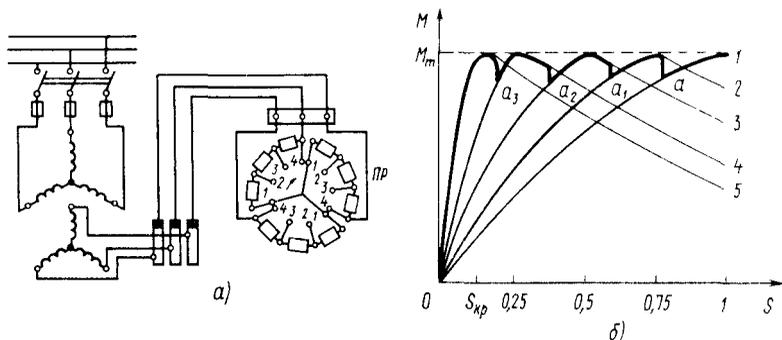


Рис. 8.13. Схема включения пускового реостата в фазный ротор (а) и пусковые механические характеристики асинхронного двигателя с фазным ротором (1 —  $S_{кр} = 1$ ; 2 —  $S_{кр} = 0,75$ ; 3 —  $S_{кр} = 0,5$ ; 4 —  $S_{кр} = 0,25$ )

валу ротора и вращающимся вместе с валом. С помощью щеток, скользящих по контактным кольцам, к каждой фазе обмотки ротора последовательно подключается пусковой или пускорегулирующий реостат (рис. 8.13, а). Таким образом, в каждую фазу вводится добавочное активное сопротивление. Для уменьшения износа колец и щеток двигателя снабжаются приспособлениями для подъема щеток и замыкания колец накоротко после пуска двигателя и выключения реостата. Необходимо отметить, что подключение пускового реостата создает дополнительные потери энергии.

Двигатели с фазным ротором позволяют осуществить хорошие пусковые условия, состоящие в том, что за время разгона двигателя поддерживается большой пусковой момент, близкий к максимальному, значительно уменьшается пусковой ток, что особенно важно для двигателей большой мощности; повышается коэффициент мощности  $\cos \varphi$  во время пуска двигателя.

Сопротивления пускового реостата рассчитывают следующим образом. Полное сопротивление пускового реостата фазы  $R_{пр1}$  выбирают из условия равенства пускового и максимального вращающихся моментов двигателя:  $M_{п} = M_{м}$ . Для этого необходимо, чтобы критическое скольжение  $S_{кр}$  равнялось единице.

Воспользовавшись выражением (8.22), записывают

$$S_{кр} = 1 = (R'_2 + R'_{пр1}) / \sqrt{R'_1{}^2 + X'_x{}^2},$$

где  $R'_{пр1}$  — приведенное сопротивление, соответствующее позиции 1 (см. рис. 8.13, а) пускового реостата.

Учитывая, что  $R'_1{}^2 \ll X'_x{}^2$ , получим  $1 = (R'_2 + R'_{пр1}) / X'_x$ , откуда  $R'_{пр1} = X'_x - R'_2$ .

Сопротивление  $R'_{пр1}$  разделяют на несколько позиций. На рис.

8.13, а оно разделено на три позиции. Для построения зависимостей  $M=f(S)$  пользуются уравнением (8.20), в которое вместо величины  $R_2$  вводят сумму величин  $R_2 + R_{\text{пр } i}$ , где  $i$  — номер позиции добавляемого сопротивления фазы реостата. Задавая несколькими значениями скольжения  $S$ , определяют значение вращающего момента  $M$ . Для построения первой механической характеристики к  $R_2$  добавляют  $R_{\text{пр } 1}$ , для построения второй —  $R_{\text{пр } 2}$ , третьей —  $R_{\text{пр } 3}$  и т. д. На рис. 8.13, б построены четыре характеристики (1...4)  $M=f(S)$  для различных значений  $R_{\text{пр } i}$ , рассчитанные для следующих значений скольжения  $S_{\text{пр}}$ : 1; 0,75; 0,5; 0,25. Пятая характеристика (5) является естественной характеристикой двигателя (при выключенном реостате). Точки  $a$ ,  $a_1$ ,  $a_2$  и  $a_3$  соответствуют переключениям реостата, т. е. переходам с одной характеристики на другую. Чем больше ступеней реостата, тем больше характеристик и тем ближе пусковой момент  $M_{\text{п}}$  приближается к максимальному моменту  $M_{\text{м}}$ .

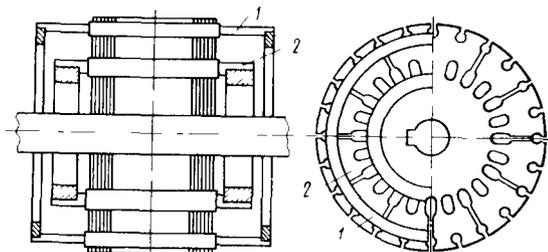
#### § 8.8. АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ С УЛУЧШЕННЫМИ ПУСКОВЫМИ СВОЙСТВАМИ

Стремление повысить пусковой момент короткозамкнутых асинхронных двигателей привело к созданию специальных конструкций роторных обмоток. К ним относятся роторы с двойной «беличьей клеткой» и с глубоким пазом.

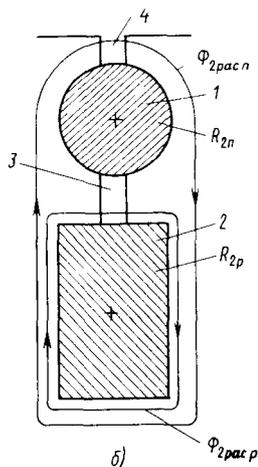
Ротор с двойной «беличьей клеткой» имеет две короткозамкнутые обмотки (рис. 8.14, а). Наружная обмотка (клетка) 1 является пусковой. Она выполняется из стержней малого поперечного сечения или из материала с повышенным удельным сопротивлением и поэтому обладает большим активным сопротивлением  $R_{2\text{п}}$ . Внутренняя обмотка (клетка) 2 является основной (рабочей) обмоткой двигателя. Она выполняется из стержней большего сечения, чем клетка 1, или из материала с пониженным удельным сопротивлением и обладает малым активным сопротивлением  $R_{2\text{р}}$ ; ( $R_{2\text{р}} < R_{2\text{п}}$ ).

Активное сопротивление стержней пусковой обмотки рассчитывают для условия  $S_{\text{пр}}=1$  (см. § 8.6), а активное сопротивление стержней рабочей обмотки — для условия  $S_{\text{пр}} \ll 1$ , (0,1—0,15).

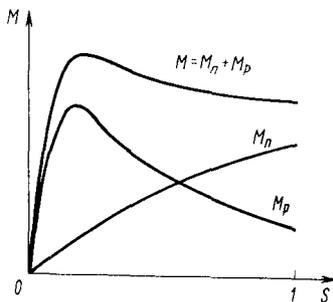
Индуктивные сопротивления обмоток зависят от величины магнитных потоков рассеяния  $\Phi_{2 \text{ рас}}$ , сцепляемых со стержнями обмоток. Для создания различных индуктивных сопротивлений пусковой и рабочей обмоток применяют специальную конструкцию пазов (рис. 8.14, б). Пазы конструируют таким образом, чтобы магнитный поток рассеяния, сцепляющийся с рабочей обмоткой, был больше, чем магнитный поток рассеяния, сцепляющийся с пусковой обмоткой. Чтобы создать различные магнитные сопротивления для указанных потоков рассеяния, в пазах делают два зазора: зазор 4 служит для того, чтобы магнитный поток рассеяния



a)



b)



в)

Рис. 8.14. Двухлеточный двигатель:

a — общий вид ротора (1 — пусковая обмотка, 2 — рабочая обмотка);  
 б — паз ротора (3, 4 — зазоры); в — механическая характеристика

$\Phi_{2 \text{ рас } p}$ , создаваемый стержнями рабочей обмотки, не охватывал стержни пусковой обмотки, а зазор 3 — для того, чтобы магнитный поток рассеяния  $\Phi_{2 \text{ рас } п}$ , создаваемый стержнями пусковой обмотки, наоборот, охватывал стержни рабочей обмотки. Таким образом, стержни рабочей обмотки охватываются двумя потоками рассеяния, что приводит к значительному увеличению индуктивного сопротивления рабочей обмотки. Наибольшее значение это сопротивление имеет при пуске двигателя, так как при этом частота тока роторной обмотки максимальна и равна частоте питающего двигателя напряжения. Следовательно, в момент пуска индуктивное сопротивление  $X_{2p} = 2\pi f_2 L_{2p} = 2\pi f_1 L_{2p}$ . Это сопротивление значительно ограничивает величину пускового тока  $I_{2p}$  рабочей обмотки. Кроме того, ток  $I_{2p}$  имеет сравнительно большую реактивную составляющую и малую активную, создающую небольшую мощность, а следовательно, и небольшой момент. Ток  $I_{2п}$  пусковой обмотки имеет сравнительно малую реактивную составляющую и большую ак-

тивную, которая создает активную мощность, существенно превышающую мощность, создаваемую рабочей обмоткой. Поэтому пусковой вращающий момент, создаваемый пусковой обмоткой, значительно превышает пусковой момент, создаваемый рабочей обмоткой. По мере разгона ротора частота  $f_2 = f_1 S$  тока в стержнях роторной обмотки уменьшается. Активная составляющая тока  $I_{2p}$  в рабочей обмотке

начинает увеличиваться более интенсивно, чем в пусковой; создаваемая рабочей обмоткой мощность начинает превышать мощность пусковой обмотки, а следовательно, и момент, создаваемые пусковой обмоткой.

На рис. 8.14, в приведены механическая характеристика  $M = f(S)$  двухклеточного двигателя и ее составляющие  $M_{II} = f(S)$  и  $M_p = f(S)$ .

**Ротор с глубоким пазом** (рис. 8.15, а) имеет пазы в виде узких и глубоких щелей. Магнитный поток рассеяния такого паза изображен на рис. 8.15, б. Распределение плотности тока  $J$  по высоте паза во время пуска и в период номинальной работы двигателя показано на рис. 8.15, в.

В случае, когда стержень короткозамкнутой обмотки ротора выполняется из узкого и высокого прямоугольного проводника с соотношением сторон  $1/6—1/12$ , магнитный поток рассеяния концентрируется в нижней части паза и уменьшается по мере приближения к поверхности ротора. За счет этого в стержне создается неравномерно распределенное по высоте индуктивное сопротивление, имеющее наибольшее значение в нижней части паза. Этот эффект наиболее выражен в первый момент пуска двигателя, когда  $f_2 = f_1$ . Ток вытесняется в верхнюю часть стержня,

что приводит к неравномерной плотности тока по сечению проводника. Активное сопротивление для тока как бы возрастает, так как сечение, занимаемое током, уменьшается. По мере разгона ротора влияние этого эффекта на распределение тока ослабевает, ток распределяется по сечению стержня более равномерно и активное

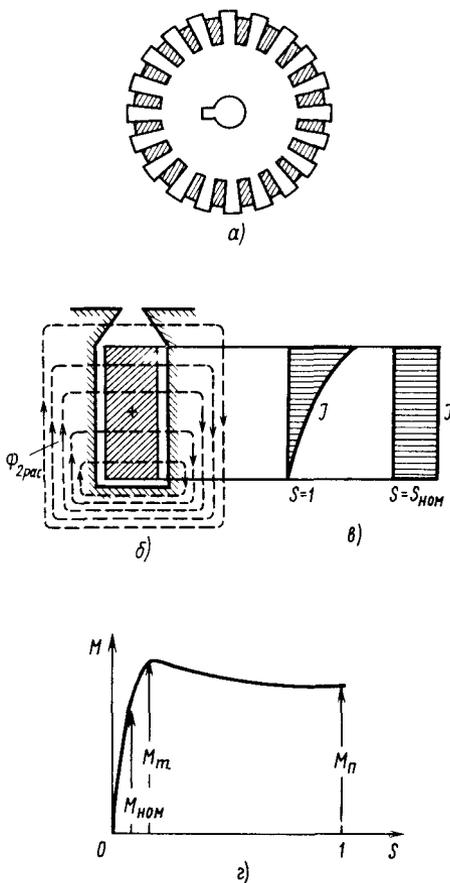


Рис. 8.15. Двигатель с глубоким пазом: а — ротор; б — глубокий паз ротора; в — распределение плотности тока по высоте паза; г — механическая характеристика

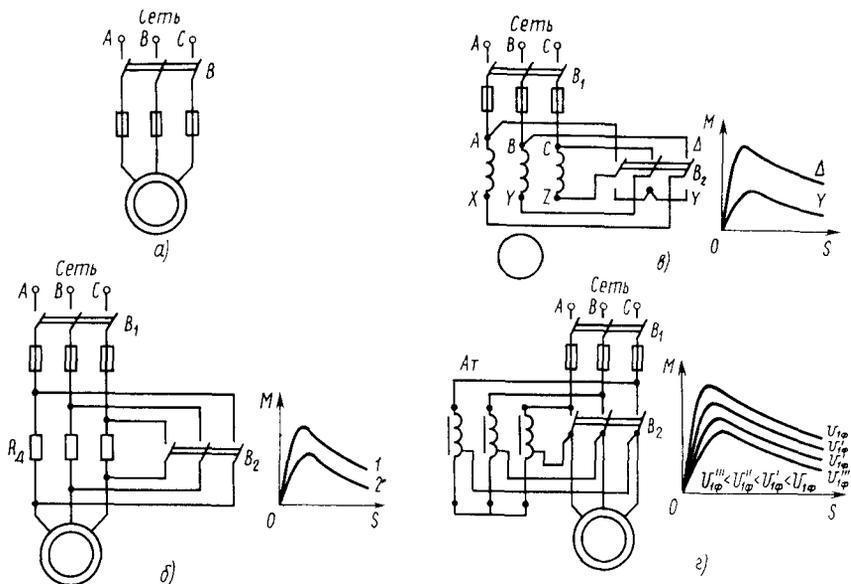


Рис. 8.16. Пуск короткозамкнутого асинхронного двигателя:

*a* — непосредственное включение двигателя в сеть; *б* — схема пуска двигателя с добавочными сопротивлениями в обмотке статора и соответствующие механические характеристики (1 — естественная, 2 — пусковая); *в* — схема пуска двигателя переключением обмотки статора со звезды на треугольник и соответствующие механические характеристики; *г* — схема пуска двигателя с автотрансформатором и механические характеристики в зависимости от величины напряжения питания двигателя

сопротивление для тока уменьшается. В процессе пуска происходит плавное изменение активного сопротивления роторной обмотки. Этот процесс можно сравнить с пуском двигателя с фазным ротором, когда последовательно с фазами обмотки ротора включают пусковой реостат.

Механическая характеристика асинхронного двигателя с глубоким пазом приведена на рис. 8.15, *г*.

**Пуск асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором.** Пусковой ток этих двигателей может превышать номинальный в 5...8 раз. Для двигателей большой мощности пусковые токи достигают больших величин, вызывают колебания напряжения в сети и неблагоприятно сказываются на работе других потребителей электрической энергии. Для ограничения пусковых токов приходится несколько понизить напряжение, подаваемое двигателю. Для этой цели используют автотрансформаторы, добавочные сопротивления, включаемые на время пуска последовательно с обмоткой статора. Если статорная обмотка двигателя соединена треугольником, то на время пуска ее соединяют звездой, а после разгона двигателя снова переключают на треугольник.

Понижая напряжение на фазах обмотки статора, необходимо учитывать, что вращающий момент двигателя, прямо пропорциональный квадрату напряжения  $U_1^2$  [см. (8.20)], будет уменьшаться и в некоторых случаях двигатель не придет во вращение. Пуск короткозамкнутых двигателей непосредственным включением в сеть (рис. 8.16, а) обычно допускается для двигателей малой и средней мощности с учетом сечения проводов питающей сети.

На рис. 8.16, б приведена схема пуска двигателя с добавочными сопротивлениями в цепи обмотки статора и соответствующие механические характеристики двигателя.

На рис. 8.16, в даны схема пуска и механические характеристики двигателя с переключением схемы соединения фаз обмотки статора со «звезды» на «треугольник». Такой пуск можно осуществить при условии, что при нормальной работе двигателя фазы его статорной обмотки соединены треугольником. На период пуска обмотка статора соединяется звездой. При этом фазное напряжение и ток уменьшаются в  $\sqrt{3}$  раз, а пусковой момент и линейный ток в 3 раза.

Плавную регулировку напряжения, питающего обмотку статора, позволяет осуществить автотрансформатор. Схема пуска двигателя и семейство механических характеристик, построенных в зависимости от значения фазного напряжения обмотки статора, приведены на рис. 8.16, г.

### § 8.9. РАБОЧИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Ранее рассмотренная характеристика двигателя  $M=f(S)$  не дает полного представления о его работе. Для наиболее полной оценки свойств асинхронного двигателя служат его рабочие характеристики, которые показывают зависимость частоты вращения  $n$ , (угловой скорости  $\Omega$ ) скольжения  $S$ , вращающего момента  $M$ , кпд  $\eta$ , коэффициента мощности  $\cos \varphi$ , тока статора  $I_1$ , потребляемого двигателем, активной мощности  $P_1$  от полезной мощности  $P_2$ , развиваемой двигателем на валу. Эти характеристики изображены на рис. 8.17. Остановимся на каждой из них отдельно.

1. Скоростная характеристика  $n=f(P_2)$  показывает, что частота вращения ротора при изменении нагрузки на его валу в диапазоне от холостого хода до номинальной уменьшается незначительно и поэтому ее называют жесткой.

2. Скольжение  $S$  с увеличением нагрузки возрастает.

3. Характер зависимости вращающего

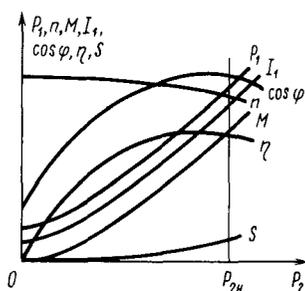


Рис. 8.17. Рабочие характеристики асинхронного двигателя

момента  $M$  от мощности  $P_2$  может быть получен из равенства  $M = 9550 (P_2/n)$ . Если считать, что частота вращения ротора изменяется незначительно, то зависимость между моментом  $M$  и мощностью  $P_2$  выразится почти прямой линией.

4. Зависимость кпд  $\eta$  от мощности  $P_2$  на валу двигателя определяется отношением мощностей  $P_2/P_1$ , которое, в свою очередь, определяется величиной потерь энергии в двигателе. Современные асинхронные двигатели имеют высокий кпд, достигающий 95%. Максимальный кпд асинхронный двигатель имеет тогда, когда переменные потери энергии — потери в проводах обмоток статора и ротора — равны постоянным потерям — потерям в магнитопроводе на гистерезис и вихревые токи. Учитывая, что двигатели в основном работают при нагрузках, меньших номинальной, их проектируют на максимальный кпд примерно при  $0,75P_n$ .

5. Ток  $I_1$ , потребляемый двигателем из сети, возрастает почти по линейному закону, так как он связан прямой зависимостью с вращающим моментом двигателя.

6. Коэффициент мощности  $\cos \varphi$  определяется соотношением активной и реактивной мощностей двигателя. Активная мощность  $P_1$  обусловлена как полезной нагрузкой на валу, так и потерями энергии. Реактивная мощность  $Q_1$  вызвана наличием переменных магнитных потоков. Коэффициент мощности  $\cos \varphi = P_1 / \sqrt{P_1^2 + Q_1^2}$ .

Если предположить, что реактивная мощность  $Q_1$  от нагрузки не зависит (что весьма условно), то можно считать коэффициент мощности  $\cos \varphi$  зависящим только от активной мощности  $P_2$  нагрузки и переменных потерь энергии в двигателе. При холостом ходе двигателя, когда энергия, потребляемая из сети, расходуется только на покрытие сравнительно небольших потерь, активная мощность двигателя мала по сравнению с реактивной. Поэтому коэффициент мощности при холостом ходе обычно находится в пределах 0,1...0,3.

С возрастанием нагрузки активная мощность увеличивается, а реактивная практически остается постоянной, так как при неизменном напряжении сети магнитный поток основного поля сохраняет ту же величину, что при холостом ходе. Иначе говоря, энергия, запасаемая во вращающемся магнитном поле, практически не зависит от расхода энергии на совершение полезной механической работы и нагрев двигателя.

Следовательно, с увеличением механической мощности двигателя его коэффициент мощности также возрастает. При нагрузке, близкой к номинальной, коэффициент мощности асинхронного двигателя достигает наибольшего значения 0,75...0,92. Однако при дальнейшем увеличении тормозного момента на валу, сопровождающемся снижением частоты вращения ротора и существенным ростом токов в обмотках статора и ротора, коэффициент мощности двигателя снижается, что объясняется увеличением магнитных полей рассеяния и более быстрым ростом реактивной мощности по сравнению с активной.

Ввиду массового применения асинхронных двигателей в народном хозяйстве рациональная эксплуатация их, исключающая работу машин с низким коэффициентом

том мощности, приобретает важное значение для экономичного электроснабжения предприятий. В частности, нельзя допускать длительного холостого хода асинхронных двигателей. Далее необходимо следить за тем, чтобы мощность устройства, приводимого в действие асинхронным двигателем, незначительно отличалась от номинальной мощности двигателя. Нельзя допускать выбор двигателя с большим запасом мощности. Для искусственного улучшения коэффициента мощности промышленной установки параллельно двигателю или группе двигателей включают статические конденсаторы

#### § 8.10. РЕГУЛИРОВАНИЕ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ РОТОРА И РЕВЕРСИРОВАНИЕ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ. ПРИНЦИП РАБОТЫ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ В ГЕНЕРАТОРНОМ И ТОРМОЗНОМ РЕЖИМАХ

Как отмечалось в § 8.1, частота  $n_0$  вращения магнитного поля асинхронного двигателя прямо пропорциональна частоте  $f_1$  питающего напряжения и обратно пропорциональна числу  $p$  пар полюсов вращающегося магнитного поля:  $n_0 = 60f_1/p$ . Изменением частоты  $f_1$  можно добиться плавной регулировки числа оборотов  $n$  ротора. Такой способ позволяет производить регулирование частоты вращения ротора в широком диапазоне  $n_{\max}/n_{\min} = 12$ . Однако этот способ регулирования частоты вращения применяется редко, так как для питания асинхронного двигателя требуется источник регулируемой частоты, состоящий из выпрямителя и инвертора (рис. 8.18, а), что увеличивает стоимость электрического привода.

Изменение числа пар полюсов вращающегося магнитного поля позволяет производить ступенчатое регулирование частоты вращения. Например, для частоты  $f_1 = 50$  Гц при  $p = 1$   $n_0 = 3000$  об/мин, при  $p = 2$   $n_0 = 1500$  об/мин, при  $p = 3$   $n_0 = 1000$  об/мин и т. д. Число пар полюсов определяется схемой и конструкцией обмотки статора, что позволяет производить переключение обмотки на различное число пар полюсов. Можно получить двух-, трех- и четырехскоростные двигатели. На рис. 8.18, б приведена принципиальная схема переключения одной фазы обмотки статора, состоящей из двух катушек, для  $p = 2$  и  $p = 1$ .

У двигателей с фазным ротором частота вращения может регулироваться реостатом  $RR$  (рис. 8.18, в), который включается последовательно с фазами обмотки ротора. Этот способ позволяет осуществлять плавную регулировку частоты вращения в большом диапазоне скоростей, но он не экономичен из-за больших потерь электрической энергии в реостате, что понижает кпд электрического привода.

В небольшом диапазоне скоростей частота вращения ротора может регулироваться изменением величины питающего напряжения. Для этой цели используют автотрансформаторы. Однако

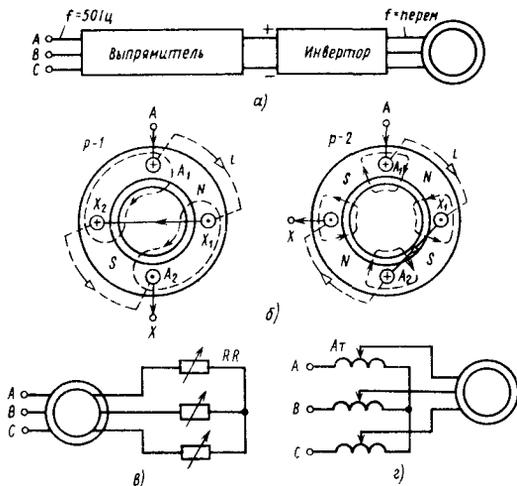


Рис. 8.18. Схемы регулирования частоты вращения ротора: *а* — питание асинхронного двигателя от источника с регулируемой частотой; *б* — переключение одной фазы обмотки статора для получения двух- и четырехполюсного магнитного поля; *в* — включение реостата последовательно с фазами обмотки фазного ротора; *г* — изменение питающего напряжения с помощью автотрансформатора

понижение напряжения уменьшает вращающий момент двигателя, что может привести к его остановке. На рис. 8.18, *г* дана принципиальная схема подключения двигателя с автотрансформатором к сети.

Изменение направления вращения асинхронного двигателя — *реверсирование* — осуществляется переключением любых двух проводов трехфазной системы, питающей двигатель. В этом случае меняется последовательность чередования фаз напряжения, питающего двигатель (рис. 8.19), а следовательно, и направление вращения магнитного поля. Положению 1 рубильника схемы (рис. 8.19, *в*) соответствует направление вращения, указанное на рис. 8.19, *а*, положению 2 соответствует рис. 8.19, *б*.

Если вал ротора асинхронного двигателя, работающего вхолостую, соединить с валом ротора другого двигателя для увеличения частоты  $\Omega$  его вращения в направлении вращения поля, то при достижении ротором  $\Omega = \Omega_0$  эдс в его обмотке станет равной нулю, так как прекратится пересечение магнитным полем проводников обмотки ротора. Ток  $I_2$  в роторной обмотке также прекратится ( $I_2 = 0$ ). Дальнейшее увеличение скорости вращения ротора ( $\Omega > \Omega_0$ ) снова приведет к пересечению магнитным полем проводников обмотки ротора и возникновению в них эдс  $E_2$ . Однако направление

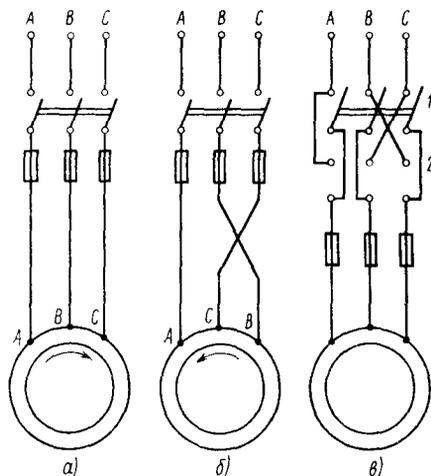


Рис. 8.19. Изменение направления вращения трехфазного двигателя

эдс изменится, а следовательно, изменится и направление тока ротора  $I_2$ . При этом изменится также направление действия электромагнитного момента, который станет тормозить вращение ротора. Изменение направления тока в обмотке ротора вызовет изменение направления тока и в обмотке статора. Двигатель перейдет в генераторный режим. Механическая энергия двигателя, приводящего во вращение ротор, будет преобразовываться в электрическую энергию и передаваться в сеть.

На рис. 8.20 показано (крестиками и точками в кружках) направление токов в обмотке ротора, направление электромагнитных сил  $F_{ЭМ}$  и электромагнитного момента  $M_{ЭМ}$  при работе асинхронной

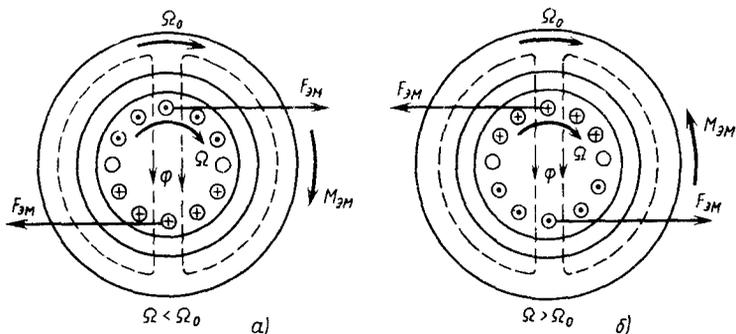


Рис. 8.20. Объяснение перехода асинхронного двигателя в режим генератора:  
 а — режим двигателя; б — режим генератора

машины в разных режимах. Рис. 8.20, *а* соответствует режиму двигателя, а рис. 8.20, *б* — генератора.

Механизм перехода асинхронной машины в генераторный режим широко используется для торможения асинхронных двигателей в системе электропривода грузоподъемных механизмов, лифтов, эскалаторов и т. д. В этом случае при опускании грузов возникает (от нагрузки) момент, ускоряющий вращение асинхронного двигателя. Двигатель автоматически переходит в генераторный режим, и в нем возникает тормозящий момент. При остановке груза ( $\Omega = 0$ ) двигатель должен быть отключен от сети, иначе в нем возникнет движущий момент.

Режим электромагнитного торможения можно осуществить изменением направления вращения магнитного поля. Для этого необходимо переключить фазы двух питающих проводов, т. е. произвести реверсирование вращающегося поля. При этом изменяется направление тока в роторной обмотке, а следовательно, и направление действия электромагнитного момента, который из движущего превращается в тормозящий.

### § 8.11. ДВУХФАЗНЫЙ И ОДНОФАЗНЫЙ АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ. ПОНЯТИЕ О ЛИНЕЙНЫХ ДВИГАТЕЛЯХ

Статор *двухфазного двигателя* содержит две обмотки, смещенные друг относительно друга на  $90^\circ$ . Эти обмотки питаются двухфазным напряжением, начальные фазы которого смещены на угол  $90^\circ$ :  $u_1 = U_m \sin \omega t$ ,  $u_2 = U_m \sin (\omega t - 90^\circ)$ . Такая система позволяет получить круговое вращающееся магнитное поле, равное по величине максимальному значению  $\Phi_m$  пульсирующего магнитного поля одной фазы. На рис. 8.21 дана принципиальная схема двухфазного двигателя.

В системах автоматического управления различными процессами применяются малоинерционные *двухфазные асинхронные дви-*

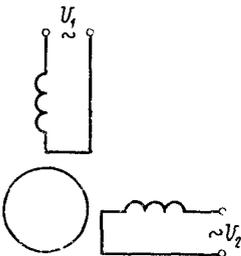


Рис. 8.21. Принципиальная схема двухфазного двигателя

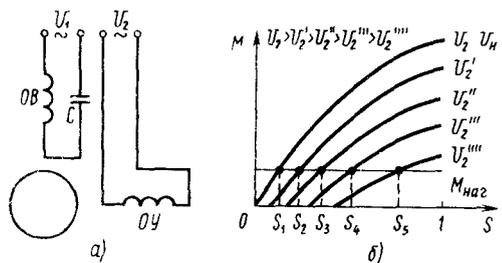


Рис. 8.22 Принципиальная схема (а) и механические характеристики (б) регулируемого двухфазного двигателя

*гатели с регулируемой частотой вращения.* Статор такого двигателя содержит две обмотки, смещенные в пространстве на  $90^\circ$  (рис. 8.22, а). Питание обмоток осуществляется от двух источников. Одна из обмоток, называемая обмоткой возбуждения (ОВ), питается от источника переменного тока, действующее значение напряжения  $U_1$  которого остается неизменным. Вторая обмотка, называемая обмоткой управления (ОУ), питается от управляющего источника переменного тока, действующее значение напряжения  $U_2$  и фаза которого могут изменяться. Малая инерционность ротора достигается за счет его конструкции и материала. Ротор выполняют из тонкого алюминия в виде полого цилиндра — стакана, стенки которого служат обмоткой ротора. Управление двигателем может быть осуществлено как изменением амплитуды управляющего напряжения  $U_2$ , так и изменением фазы напряжения. В некоторых случаях изменяют и амплитуду и фазу одновременно.

На рис. 8.22, б представлены механические характеристики двигателя при амплитудном управлении. При отключении питания от обмотки управления двигатель останавливается. В обмотку возбуждения включают конденсатор  $C$ , который обеспечивает необходимый сдвиг по фазе магнитных потоков, создаваемых токами обмоток возбуждения и управления. На рис. 8.22, б показан нагрузочный момент  $M_{\text{нал}}$  на валу (прямая линия). Точки пересечения прямой  $M_{\text{нал}}$  с механическими характеристиками определяют скольжения  $S_1, S_2, S_3, S_4, S_5$  двигателя для данного режима работы.

Широкое распространение получили *однофазные асинхронные двигатели*, которые используются в системах автоматического управления, бытовых приборах и в различных промышленных установках. Если в статоре однофазного двигателя разместить только одну обмотку и питать ее однофазным напряжением, она создаст пульсирующее магнитное поле, которое, пронизывая обмотку ротора, будет индуцировать в ней трансформаторную эдс точно так же, как в двухобмоточном трансформаторе. Электромагнитные силы, возникающие при взаимодействии тока в проводах роторной обмотки с пульсирующим магнитным полем, будут уравниваться друг друга, а следовательно, электромагнитный момент не возникнет и ротор останется неподвижным. Таким образом, однофазный асинхронный двигатель не обладает пусковым моментом. Разложение пульсирующего магнитного поля  $\Phi$  на составляющие дает два поля  $\Phi_1 = \Phi_2 = \Phi_m/2$ , вращающихся в противоположные стороны с одинаковой скоростью  $\Omega_1 = \Omega_2$  (рис. 8.23). Эти вращающиеся магнитные поля создают в момент пуска двигателя два одинаковых электромагнитных момента, действующих в противоположных направлениях.

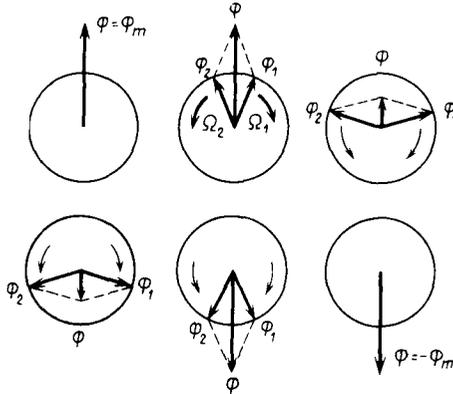


Рис. 8.23. Разложение пульсирующего магнитного поля на два вращающихся

При воздействии на ротор внешней силы двигатель получит дополнительный момент, приводящий его во вращение, причем вращение возможно в любую сторону. Частота пересечения обмотки ротора прямым полем  $\Phi_1$ , совпадающим с направлением вращения ротора, уменьшается, а частота пересечения обмотки ротора обратным полем  $\Phi_2$ , противоположным направлению вращения ротора, увеличивается. Следовательно, скольжение ротора относительно прямого поля  $S_1 = (\Omega_1 - \Omega) / \Omega_1$  уменьшается, а относительно обратного  $S_2 = [\Omega_2 - (-\Omega)] / \Omega_2 = (\Omega_2 + \Omega) / \Omega_2 = [\Omega_2 + \Omega_1(1 - S_1)] / \Omega_2 = 2 - S_1$  увеличивается.

Токи  $I'_2$  и  $I''_2$  в стержнях обмотки ротора, создаваемые соответственно потоками  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$ , отличаются по частоте. Частота тока  $I'_2$  значительно больше частоты тока  $I''_2$ , поэтому и индуктивное сопротивление для тока  $I'_2$  значительно больше индуктивного сопротивления для тока  $I''_2$ . Ток  $I''_2$  по характеру становится реактивным и создаваемый им электромагнитный момент  $M_2$  становится меньше электромагнитного момента  $M_1$ , создаваемого током  $I'_2$ . Возникает результирующий электромагнитный момент  $M = M_1 - M_2$ , действующий в направлении вращения ротора.

На рис. 8.24 даны механическая характеристика  $M = f(S)$  однофазного двигателя и ее составляющие  $M_1 = f(S)$  и  $M_2 = f(S)$ .

Для создания пускового момента на статоре однофазного двигателя размещают (аналогично двухфазному двигателю) вторую обмотку. Для получения сдвига фаз между токами, протекающими

в обмотках статора, в одну из них, которая является пусковой, включают конденсатор. Принципиальная схема однофазного двигателя с конденсаторным пуском приведена на рис. 8.25, а. Для увеличения пускового момента на время пуска добавляют еще один конденсатор  $C_d$ , который после разгона двигателя отключают. На рис. 8.25, б изображена векторная диаграмма напряжений и токов. Для получения кругового вращающегося поля необходимо выполнить условия:  $\varphi_1 + \varphi_2 = 90^\circ$  и  $I_{1m} = I_{2m}$ . В противном случае магнитное поле будет эллиптическим.

На рис. 8.25, в даны механические характеристики рассматриваемого двигателя:  $M_1 = f(S)$  — при отключенной пусковой обмотке;  $M_2 = f(S)$  — при подключенной пусковой обмотке.

Однофазный двигатель с расщепленными полюсами, принципиальная схема которого приведена на рис. 8.26, имеет на статоре два явно выраженных магнитных полюса, на которых выполнены продольные пазы — по одному на каждый полюс. На расщепленный полюс статора надевается короткозамкнутый виток (или катушка) 1, одна из сторон которого закладывается в паз. Две основные катушки 2 надеваются на полюса статора. Пульсирующее магнитное поле, создаваемое основными катушками, индуцирует в короткозамкнутых витках эдс. Возникающий в витках ток создает магнитные потоки, которые по фазе смещены относительно магнитного потока, создаваемого основными катушками. В результате

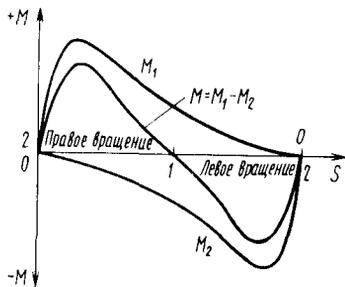


Рис. 8.24. Механические характеристики однофазного асинхронного двигателя ( $M_1$  — электромагнитный момент, создаваемый прямым полем;  $M_2$  — электромагнитный момент, создаваемый обратным полем;  $M$  — результирующий электромагнитный момент, развиваемый двигателем)

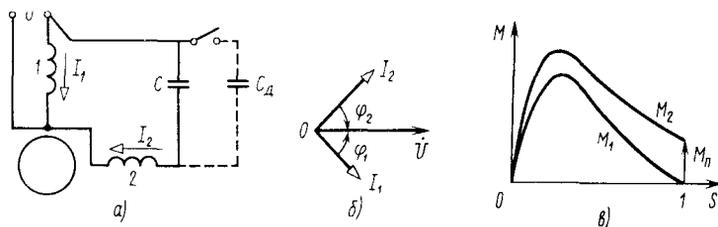


Рис. 8.25. Однофазный двигатель с конденсаторным пуском: а — принципиальная схема; б — упрощенная векторная диаграмма напряжения и токов; в — механические характеристики ( $M_1$  — без пусковой обмотки,  $M_2$  — с пусковой обмоткой)

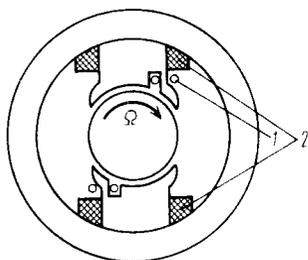


Рис. 8.26. Однофазный двигатель с расщепленными полюсами:

1 — короткозамкнутый виток; 2 — основная катушка

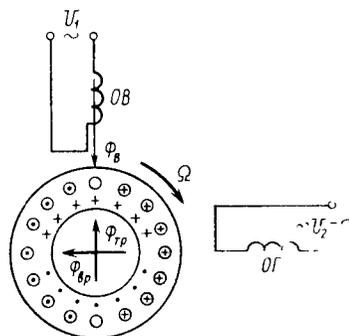


Рис. 8.27. Принципиальная схема асинхронного тахогенератора

взаимодействия этих магнитных потоков образуется вращающееся магнитное поле, приводящее во вращение ротор.

Однофазному двигателю с полым ротором аналогичен по своему устройству *асинхронный тахогенератор*. Тахогенератор позволяет преобразовывать частоту вращения ротора в эдс, которая в виде электрического сигнала передается в систему контроля и управления работой различных устройств.

На рис. 8.27 приведена принципиальная схема тахогенератора. Две обмотки, расположенные на статоре генератора под углом  $90^\circ$ , электромагнитно связаны через ротор. Одна из обмоток, называемая обмоткой возбуждения (ОВ), питается переменным напряжением  $U_1$  и создает пульсирующее магнитное поле  $\Phi_v$ , пронизывающее ротор. В стенках полого ротора индуцируется трансформаторная эдс, направление которой указано точками и крестиками в кружках. Эта эдс, в свою очередь, создает тоже пульсирующий магнитный поток  $\Phi_{тр}$ , направленный против потока  $\Phi_v$  обмотки возбуждения. За счет конструкции ротора добиваются, чтобы оси этих магнитных потоков совпадали (индуктивное сопротивление полого ротора невелико по сравнению с его активным сопротивлением). При неподвижном роторе во второй обмотке статора, называемой генераторной обмоткой (ОГ), эдс равна нулю, так как суммарный пульсирующий магнитный поток перпендикулярен оси этой обмотки. Когда ротор вращается, в его обмотке кроме трансформаторной эдс возникает эдс вращения, величина которой зависит от скорости  $\Omega$  вращения ротора тахогенератора. Электродвижущая сила вращения (ее направление указано на рис. 8.27 точками и крестиками без кружков) создает магнитный поток  $\Phi_{вр}$ , ось которого совпадает с осью генераторной обмотки, и индуцирует в ней

эДС, которая передает сигнал в виде напряжения  $U_2$  в систему контроля и управления. Зависимость  $U_2 = f(\Omega)$  является выходной характеристикой тахогенератора. В идеальном случае эта зависимость линейна.

Тахогенераторы позволяют контролировать скорость вращения, вырабатывать ускоряющие и замедляющие сигналы, производить операции дифференцирования.

**Понятие о линейных двигателях.** Для получения линейных перемещений применяют развернутый статор асинхронного двигателя. Если статор двигателя разрезать в продольном направлении и развернуть на плоскости, то магнитное поле, создаваемое трехфазной обмоткой, будет перемещаться в направлении развернутого статора с линейной скоростью

$$v_0 = \pi D n_0 / 60 = l f_1 / p \text{ [м/с]},$$

где  $D$  — диаметр ротора, м;  $n_0 = 60 f_1 / p$  — частота вращения магнитного поля, об/мин;  $l$  — длина развернутого статора, м;  $f_1$  — частота питающего напряжения, Гц;  $p$  — число пар полюсов магнитного поля, создаваемого обмоткой статора.

Таким образом получают не вращающееся магнитное поле, а бегущее. Если в зону этого поля попадает электропроводящий материал (какой-либо предмет), то он пересекается этим полем и в нем возникают индукционные токи. Взаимодействие этих токов с бегущим полем создает электромагнитные силы, которые заставляют двигаться за бегущим полем этот предмет с асинхронной скоростью  $v < v_0$ . Если параллельно статору разместить развернутый ротор, то он получит линейное перемещение. Для увеличения длины перемещения создают линейные двигатели, состоящие из нескольких элементов, каждый из которых является развернутым статором одного двигателя.

Линейные асинхронные двигатели имеют как прямое, так и обратное движение, для получения которого достаточно изменить чередование фаз источника питания.

Использование линейных двигателей позволяет исключить из механизмов сложные кинематические узлы.

На рис. 8.28 приведена принципиальная схема линейного асинхронного двигателя.

#### Контрольные вопросы

1. На чем основан принцип действия асинхронного двигателя и как он устроен?
2. Как выполняется магнитопровод асинхронного двигателя?
3. При каких условиях возбуждается вращающееся магнитное поле?
4. От чего зависит частота вращения магнитного поля статора?

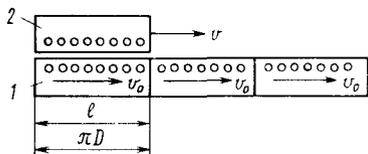


Рис. 8.28. Принципиальная схема линейного асинхронного двигателя

5. Как выполняются обмотки статора и ротора?
6. Как устроен короткозамкнутый и фазный роторы?
7. Что такое скольжение и от чего оно зависит?
8. От чего зависят эдс статора и ротора?
9. От чего зависит индуктивное сопротивление обмотки ротора?
10. Как зависит ток в обмотке ротора от скольжения?
11. Чем обусловлены сопротивления, входящие в схему замещения асинхронного двигателя?
12. Какие потери энергии возникают в асинхронном двигателе?
13. Как создается электромагнитный момент асинхронного двигателя?
14. Какие электромагнитные процессы возникают в асинхронном двигателе при изменении нагрузки на валу ротора?
15. Как зависит электромагнитный момент асинхронного двигателя от скольжения?
16. Как влияет величина питающего напряжения на вращающий момент двигателя?
17. От чего зависит критическое скольжение двигателя?
18. Что показывают механические характеристики асинхронного двигателя?
19. Почему механическая характеристика  $M=f(S)$  имеет устойчивый и неустойчивый участки?
20. Что характеризуют пусковой, максимальный и номинальный моменты двигателя?
21. В чем состоят преимущества двигателя с фазным ротором по сравнению с короткозамкнутым двигателем?
22. Как осуществляется пуск асинхронных двигателей?
23. Как устроены двигатели с улучшенными пусковыми свойствами?
24. Какие существуют способы регулирования частоты вращения асинхронных двигателей?
25. Как производится реверсирование двигателя?
26. На каком принципе основана работа регулируемого двухфазного двигателя?
27. Почему однофазный двигатель не имеет пускового момента и как он создается?
28. На чем основан принцип работы однофазного двигателя с расщепленными полюсами?
29. Как устроен асинхронный тахогенератор и на каком принципе основана его работа?
30. При каких условиях асинхронный двигатель переходит в генераторный режим?
31. Как осуществляется электрическое торможение асинхронных двигателей?
32. На чем основан принцип работы линейных двигателей?

## ГЛАВА 9

### МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

#### § 9.1. НАЗНАЧЕНИЕ, УСТРОЙСТВО И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ МАШИН ПОСТОЯННОГО ТОКА. СПОСОБЫ ВОЗБУЖДЕНИЯ МАШИН ПОСТОЯННОГО ТОКА

Электрические машины постоянного тока (МПТ) обратимы и могут работать в качестве генераторов или двигателей без изменения их схемы. Они нашли достаточно широкое применение в технике благодаря ряду преимуществ по сравнению с другими типами машин. Для двигателей это возможность плавного регулирования

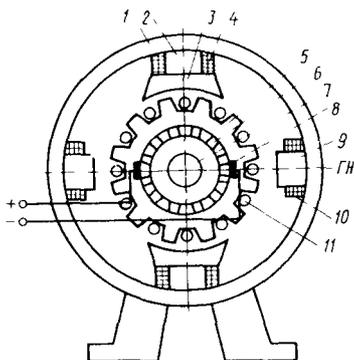


Рис. 9.1. Схематическое устройство машины постоянного тока

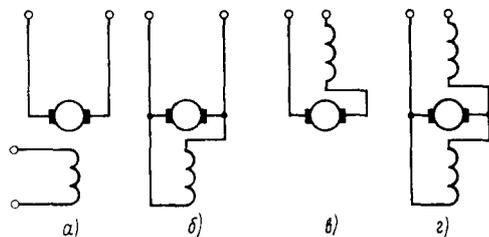


Рис. 9.2. Схемы возбуждения машин постоянного тока:

*а* — независимого возбуждения; *б* — параллельного; *в* — последовательного; *г* — смешанного

частоты вращения двигателя и хорошие пусковые свойства. В качестве тяговых двигателей МПТ используют на электротранспорте, для привода подъемно-транспортных машин, прокатных станов, а в качестве исполнительных — в системах автоматического регулирования и т. д. В качестве генераторов МПТ служат источниками постоянного тока для питания электродвигателей постоянного тока, электромагнитов различного назначения, аппаратуры контроля и управления, электролитических ванн, а также для зарядки аккумуляторных батарей, высококачественной сварки и т. д.

Машины постоянного тока применяются в электрооборудовании самолетов, судов, автомобилей, дорожно-строительных машин. Диапазон мощностей машин составляет от единиц ватт до десятков тысяч киловатт. Машины общепромышленного применения (серии 2П и 4П) выпускаются мощностью 0,15...800 кВт, напряжением соответственно 110...800 В, частотой вращения 3000...425 об/мин.

Основные конструктивные части МПТ — статор и ротор. Статор является индуктором, ротор — якорем (рис. 9.1).

Статор состоит из массивного стального корпуса 1, к которому крепятся основные полюса 2 с полюсными наконечниками 3, образуя вместе с корпусом магнитопровод. Полюсные наконечники служат для равномерного распределения магнитной индукции в зазоре между полюсами индуктора и якорем. На основных полюсах расположены соединенные последовательно обмотки возбуждения 4, предназначенные для создания магнитного поля машины. В некоторых машинах магнитное поле создается с помощью постоянных магнитов.

Ротор 5 представляет собой цилиндр, набранный из листов электротехнической стали, с пазами по наружной стороне, насаженный на вал 7, вращающийся в подшипниках. В пазы укладывается обмотка 11, выводы которой присоединяют к расположенному на валу коллектору 6, последний представляет собой цилиндр, набранный из медных пластин, изолированных друг от друга и от вала. Выводы от обмоток якоря присоединяют к соответствующим пластинам коллектора. К коллектору с по-

мощью пружины прижимается щеткодержатель со щетками 8. Это дает возможность соединить вращающуюся обмотку якоря с внешней электрической цепью. Щетки устанавливаются на геометрической нейтральной (ГН) — линии, проходящей перпендикулярно оси машины через те точки поверхности якоря, где магнитная индукция поля основных полюсов равна нулю. Коллектор играет роль механического выпрямителя переменной эдс, индуцируемой в обмотке якоря.

Помимо основных полюсов имеются дополнительные полюса 9 с обмоткой 10, которые служат для уменьшения искрения под щетками коллектора.

В зависимости от того, как включена обмотка возбуждения относительно сети и якоря, различают МПТ с независимым возбуждением и самовозбуждением, которое подразделяется на параллельное, последовательное и смешанное. Схемы возбуждения магнитного поля МПТ представлены на рис. 9.2.

В машинах независимого возбуждения (рис. 9.2, а) обмотку возбуждения подключают к независимому источнику электрической энергии (аккумулятору, выпрямителю и др.). В машинах малой мощности возбуждение магнитного поля может создаваться постоянными магнитами. В машинах с самовозбуждением обмотки возбуждения могут быть включены параллельно обмотке якоря (рис. 9.2, б), последовательно с ней (рис. 9.2, в) и смешанно-параллельно и последовательно (рис. 9.2, г).

При независимом и параллельном возбуждении для уменьшения потерь в обмотках возбуждения и для создания необходимой мдс  $w_a I_a$  обмоток следует уменьшить ток возбуждения  $I_b$ , увеличив число витков  $w_b$ . Обмотку возбуждения выполняют из провода малого сечения, который выбирают таким образом, чтобы ток возбуждения составлял 2...5% от номинального тока якоря.

При последовательном возбуждении обмотку возбуждения изготавливают из провода большого сечения (поэтому сопротивление обмотки невелико), с небольшим числом витков. Ее рассчитывают на номинальный ток якоря.

На машинах смешанного возбуждения на основных полюсах размещают по две обмотки, одну из которых включают параллельно обмотке якоря, другую — последовательно с обмоткой якоря.

### § 9.2. ПРИНЦИП УСТРОЙСТВА ОБМОТОК ЯКОРЯ. ЭЛЕКТРОДВИЖУЩАЯ СИЛА ЯКОРЯ, РЕАКЦИЯ ЯКОРЯ

Обмотка якоря разделена на секции, каждая из которых размещается в двух его пазах. Расстояние (ширина секции) между сторонами секции называется первым шагом ( $y_1$ ) обмотки. Оно должно быть равно полюсному делению (см. § 8.1), т. е.  $y_1 = \tau$ . Выводы секций присоединяют к коллекторным пластинам. Увеличение числа секций позволяет получить большее значение эдс между щетками и уменьшает диапазон колебаний эдс. Возможны различные типы обмоток якоря. Простейшими из них являются петлевая

и волновая обмотки. На рис. 9.3 показаны две двухвитковые секции петлевой (рис. 9.3, а) и волновой (рис. 9.3, б) обмоток. Из секций создают обмотки, отличающиеся порядком соединения секций между собой и с коллекторными пластинами. При различном сочетании простейших обмоток можно получить более сложные обмотки.

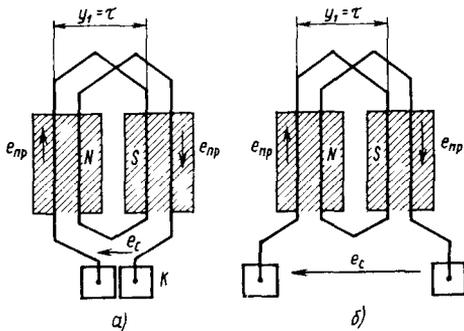


Рис. 9.3. Секция обмотки якоря ( $e_c$  — эдс секции,  $e_{пр}$  — эдс проводника): а — петлевой; б — волновой

В результате установки щеток на геометрической нейтральной обмотка якоря по отношению к щеткам оказывается разделенной на параллельные ветви с одинаковыми ЭДС и сопротивлением. Если общее число активных проводников обмотки якоря равно  $N$ , а число параллельных ветвей  $2a$ , то каждая параллельная ветвь состоит из  $N/2a$  последовательно соединенных активных проводников различных секций. Число щеток берут равным числу главных полюсов.

Для рассмотрения работы коллектора составляют упрощенную схему четырехсекционной обмотки якоря двухполюсного генератора (рис. 9.4, а). Пусть каждая секция имеет по одному витку, который условно изображен в виде катушки. Начала и концы секций обозначены цифрами 1-1', 2-2', 3-3', 4-4'. Пластины коллектора обозначены римскими цифрами I, II, III, IV. Конец одной секции соединен с началом другой, образуя замкнутую цепь. Как видно из

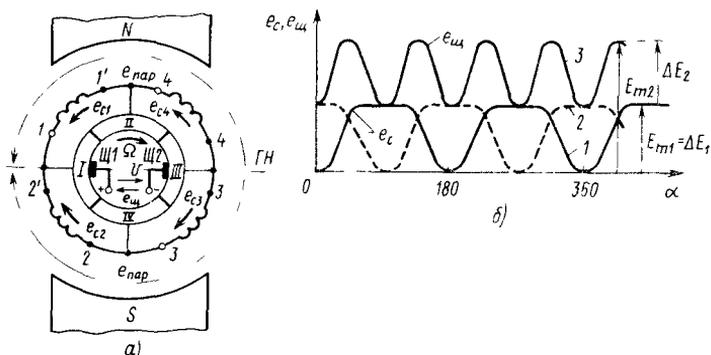


Рис. 9.4. Упрощенная схема четырехсекционной обмотки якоря (а) и графики изменения эдс  $e_c$  секций (упрощенный график) и эдс  $e_{щ}$  между щетками (б); кривая 1 — для секций 13° (0—180°), 1'3° (180—360°); кривая 2 — для секций 24' (90—270°), 2'4° (270—450°)

рис. 9.4, а, щетки делят обмотку якоря на две параллельные ветви, каждая из которых содержит по две секции: 1-я ветвь — щетка Щ1, коллекторная пластина I, секция 1-1', коллекторная пластина II, секция 4-4', коллекторная пластина III, щетка Щ2; 2-я ветвь — щетка Щ1, коллекторная пластина I, секция 2'-2, коллекторная пластина IV, секция 3'-3, коллекторная пластина III, щетка Щ2.

Сопротивление якоря  $R_a$  определяется эквивалентным сопротивлением параллельно соединенных ветвей обмотки и составляет от долей до единиц ом.

Машина постоянного тока обычно выполняется многополюсной. При этом возрастает число щеток и параллельных ветвей якоря.

Электродвижущая сила между щетками  $e_{щ}$  определяется эдс любой параллельной ветви  $e_{щпр}$  и равна сумме мгновенных значений эдс секций  $e_c$ , входящих в эту ветвь. Направление эдс  $e_c$  в секциях, входящих в ветвь, одинаково. В свою очередь, эдс секции  $e_c$  определяется суммой мгновенных значений эдс  $e_{пр}$  проводников, входящих в секцию. Следовательно, эдс  $E$  якоря МПТ равна сумме мгновенных значений эдс  $e_{пр}$  проводников одной из параллельных ветвей обмотки якоря. Графики изменения эдс  $e_c$  секций — кривые 1, 2 (приблизженный график) — и эдс  $e_{щ}$  между щетками — кривая 3 — за полный оборот якоря показаны на рис. 9.4, б. Как видно из рис. 9.4, б, даже в случае четырех секций существенно увеличивается максимальное значение  $E_{m2}$  эдс  $e_{щ}$ , а величина пульсации эдс уменьшается, так как  $\Delta E_2/E_{m2} \ll \Delta E_1/E_{m1}$ . Чтобы получить значение эдс между щетками  $e_{щ}$  практически постоянным, необходимо значительно увеличить число секций, а следовательно, и число пластин коллектора.

При вращении якоря секции поочередно переходят из одной параллельной ветви в другую. При этом направление эдс в секциях  $e_c$  меняется на противоположное. В момент перехода секции эдс в ней должна быть равна нулю. Следовательно, секция в этот момент проходит через геометрическую нейтраль ( $B=0$ ) и эдс в ней не индуцируется.

Эдс  $E$  якоря МПТ равна сумме мгновенных значений эдс  $e_{пр}$  проводников одной из параллельных ветвей обмотки якоря. Электродвижущая сила в одном проводнике

$$e_{пр} = B_{ср} l_{пр} v,$$

где  $B_{ср} = \Phi / \tau l_{пр}$  — среднее значение магнитной индукции на полюс-

ном делении;  $\tau = \pi D / (2p)$  Тл;  $\Phi$  — магнитный поток полюсов, Вб;  $D$  — диаметр якоря, м;  $p$  — число пар полюсов;  $l_{\text{пр}}$  — длина проводника (активной зоны), м;  $v = D\Omega/2$  — линейная скорость перемещения проводника, м·с<sup>-1</sup>;  $\Omega = 2\pi n/60$  — угловая скорость якоря, рад/мин;  $n$  — частота вращения якоря, об/мин.

Тогда среднее значение эдс якоря

$$E = e_{\text{пр}} N / (2a) = B_{\text{ср}} l_{\text{пр}} v N / (2a), \quad (9.1)$$

где  $N/(2a)$  — число последовательно соединенных проводников в каждой параллельной ветви.

Подстановкой в (9.1) выражений для  $B_{\text{ср}}$  и  $v$  получают

$$E = \frac{pN}{60a} n\Phi = C_E n\Phi, \quad (9.2)$$

где  $C_E = \frac{pN}{60a}$  — коэффициент, определяемый конструкцией машины.

Из формулы (9.2) следует, что эдс якоря прямо пропорциональна частоте его вращения и магнитному потоку полюсов машины. Эта формула справедлива как для режима генератора, так и для режима двигателя.

При работе МПТ холостую (без нагрузки) ток в обмотке якоря отсутствует:  $I_a = 0$ . При этом магнитное поле машины создается только мдс обмотки возбуждения при прохождении по ней тока  $I_f$ .

На рис. 9.5, а схематично показано распределение магнитных силовых

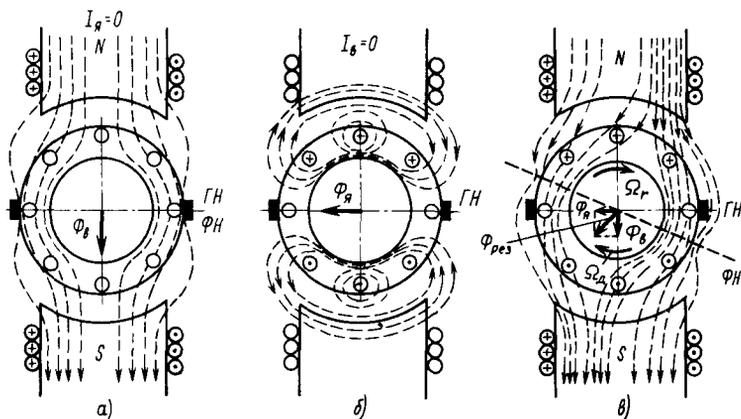


Рис. 9.5. Пояснение явлений реакции якоря: а — распределение магнитного поля в ненагруженном генераторе; б — магнитное поле якоря; в — результирующее магнитное поле якоря и полюсов

вых линий потока возбуждения  $\Phi_*$ . В этом случае ось симметрии магнитного потока совпадает с осью магнитных полюсов индуктора и направлена перпендикулярно геометрической нейтрали.

При работе машины с нагрузкой в обмотке якоря возникает ток  $I_a$ , который создает в магнитопроводе якоря свое магнитное  $\Phi_*$  поле. Картина распределения магнитных силовых линий поля  $\Phi_*$ , созданного обмоткой якоря, при условии, что ток возбуждения  $I_b=0$ , показана на рис. 9.5, б. В этом случае ось симметрии поля якоря совпадает с ГН. Таким образом, в нагруженном генераторе кроме потока индуктора, создаваемого мдс обмотки возбуждения, существует поток якоря, создаваемый мдс обмотки якоря. Оба поля накладываются друг на друга и образуют результирующее магнитное поле (рис. 9.5, в). Магнитное поле генератора искажается, оно становится несимметричным. Под одним краем полюса магнитная индукция увеличивается (линии поля сгущаются), под другим — уменьшается (линии поля разряжаются). При этом физическая нейтраль (ФН) — линия, перпендикулярная оси магнитного потока, — смещается относительно ГН: у генератора — по направлению вращения, у двигателя — против.

Влияние поля якоря на поле полюсов называется *реакцией якоря*. Реакция якоря отрицательно сказывается на работе МПТ. Она приводит к необходимости смещать щетки на некоторый угол по ходу вращения якоря (для генераторного режима) и в противоположном направлении (для двигателя), так как в противном случае между щетками и коллектором может возникнуть сильное искрение. Кроме того, реакция якоря не только смещает поле полюсов, но частично ослабляет (размагничивает) его, что приводит к уменьшению напряжения на зажимах генератора, работающего под нагрузкой, а также к уменьшению частоты вращения в режиме двигателя. Сдвиг щеток производят только в МПТ без добавочных полюсов.

Для уменьшения влияния реакции якоря применяют компенсационную обмотку, укладываемую в пазах полюсных наконечников основных полюсов или размещают на статоре добавочные полюсы. Компенсационную обмотку и обмотки добавочных полюсов включают последовательно с обмоткой якоря. Магнитное поле, создаваемое этими обмотками, направлено навстречу полю якоря, вследствие чего действие реакции якоря ослабляется.

### § 9.3. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ МОМЕНТ МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

На проводник обмотки якоря, находящийся в магнитном поле, действует электромагнитная сила

$$F_{\text{пр}} = B_{\text{ср}} I_{\text{пр}} l_{\text{пр}}, \quad (9.3)$$

где  $I_{\text{пр}} = I_a / (2a)$  — ток проводника, равный току параллельной ветви.

Подставив в (9.3) выражения для  $B_{cp}$  и  $I_{np}$ , получают

$$F_{np} = \frac{p}{\pi a} \frac{\Phi I_n}{D_n}. \quad (9.4)$$

Сила, действующая на все проводники,

$$F = F_{np} N. \quad (9.5)$$

С учетом (9.4) и (9.5) найдем средний электромагнитный момент сил, действующих на якорь:

$$M_{cp} = F D_n / 2 = \frac{pN}{2\pi a} \Phi I_n = C_M \Phi I_n, \quad (9.6)$$

где  $C_M = \frac{pN}{2\pi a}$  — коэффициент, определяемый конструкцией машины

Таким образом, электромагнитный момент МПТ прямо пропорционален магнитному потоку полюсов и току якоря.

По формуле (9.6) можно определить как электромагнитный момент генератора, так и электромагнитный момент двигателя. При этом следует помнить, что в режиме генератора (ГПТ) этот момент будет тормозящим (направлен против вращения), а в режиме двигателя (ДПТ) — вращающим (направлен в сторону вращения).

Преобразование механической энергии в электрическую (у ГПТ) и электрической в механическую (у ДПТ) сопровождается потерями энергии. Один из основных энергетических показателей МПТ — их кпд

$$\eta = P_2 / P_1 = P_2 / (P_2 + \Delta P) = (P_1 - \Delta P) / P_1,$$

где  $P_2$  — полезная мощность МПТ (для номинального режима указывается в паспорте машины —  $P_{ном}$ ); у ГПТ — электрическая мощность, отдаваемая нагрузке, а у ДПТ — механическая мощность на валу;  $P_1$  — затраченная мощность; у ГПТ — механическая мощность, передаваемая первичным двигателем, а у ДПТ — электрическая мощность, потребляемая двигателем из сети;  $\Delta P$  — суммарная мощность потерь энергии.

Величина  $\Delta P$  определяется выражением

$$\Delta P = \Delta P_e + \Delta P_{ст} + \Delta P_{мех},$$

где  $\Delta P_e$  — электрические потери;  $\Delta P_{ст}$  — потери в стали;  $\Delta P_{мех}$  — механические потери.

Электрические потери  $\Delta P_e$  являются переменными, так как зависят от нагрузки. Значение  $\Delta P_e$  может быть представлено как

$$\Delta P_3 = \Delta P_1 + \Delta P_2 + \Delta P_{\text{щ}},$$

где  $\Delta P_1 = R_1 I_a^2$  — потери в обмотке якоря (составляют 50% всех потерь при номинальном режиме);  $\Delta P_2 = R_2 I_a^2$  — потери в обмотке возбуждения;  $\Delta P_{\text{щ}} = I_a \Delta U_{\text{щ}}$  — потери на коллекторно-щеточном механизме (зависят от материала щеток);  $\Delta U_{\text{щ}}$  — переходное падение напряжения между щеткой и коллектором ( $\Delta U_{\text{щ}} = 2$  В для графитовых щеток,  $\Delta U_{\text{щ}} = 0,6$  В для металлографитовых щеток).

Потери в стали, связанные с вихревыми токами и перемагничиванием якоря при его вращении, составляют 1...3%  $P_{\text{ном}}$ .

Механические потери, связанные с трением движущихся частей машины, составляют 1...2%  $P_{\text{ном}}$ . Эти потери, как и потери в стали, являются постоянными и не зависят от нагрузки. Их называют также потерями холостого хода.

При работе МПТ вхолостую  $P_2 = 0$  и  $\eta = 0$ . При увеличении полезной мощности кпд растет. Машины рассчитывают так, чтобы максимальное значение кпд соответствовало номинальной мощности  $P_{\text{ном}}$  (при этом постоянные потери равны переменным). При нагрузке больше номинальной, кпд уменьшается за счет значительного роста переменных потерь. Для машин мощностью 1...100 кВт номинальное значение кпд лежит соответственно в пределах 0,74...0,92.

#### § 9.4. РАБОТА МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА В РЕЖИМЕ ГЕНЕРАТОРА

Генератор преобразует механическую энергию в электрическую. Принцип его действия основан на явлении электромагнитной индукции. Первичный двигатель вращает якорь с постоянной угловой скоростью  $\Omega$ , проводники обмотки которого пересекают магнитное поле, созданное обмоткой возбуждения. В результате в обмотке якоря возникает эдс, направление которой можно определить по правилу правой руки (магнитные силовые линии входят в ладонь, отогнутый большой палец указывает направление вращения якоря, вытянутые четыре пальца — направление индуцируемой эдс). Направление эдс в проводниках обмотки якоря, находящихся под одноименными полюсами, будет одинаковым, а под разноименными — противоположным. Однако благодаря коллектору между щетками действует постоянная по направлению эдс (направление эдс в проводниках показано на рис. 9.6, а крестиками и точками). Если к щеткам присоединить нагрузку (рис. 9.6, а), то эдс вызовет в ней постоянный ток  $I_a$ . С появлением тока в проводниках якоря,

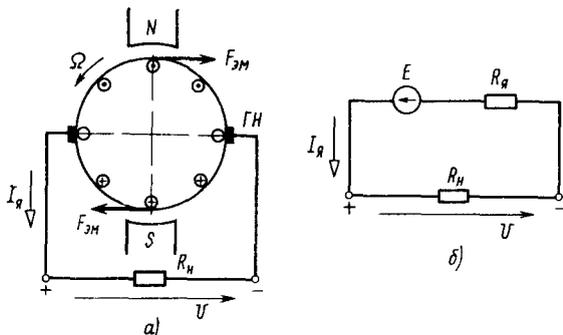


Рис 9.6 Пояснение принципа действия генератора (а) и схема замещения цепи якоря (б)

находящихся в магнитном поле, возникают электромагнитные силы  $F_{эм}$ , направление которых можно определить по правилу левой руки (магнитные силовые линии входят в ладонь, вытянутые четыре пальца указывают направление тока, отогнутый большой палец — направление электромагнитной силы). Эти силы создают электромагнитный момент  $M_{эм}$ , противодействующий вращающему моменту  $M_{вр}$  первичного двигателя. При постоянной угловой скорости  $\Omega$  вращения указанные моменты равны, т. е.  $M_{вр} = M_{эм} = M$ .

Применяя к схеме замещения цепи якоря (рис. 9.6, б) второй закон Кирхгофа, получают уравнение электрического состояния цепи якоря генератора

$$E = U + R_я I_я, \quad (9.7)$$

где  $E$  — эдс, индуцируемая в обмотке якоря генератора;  $U$  — напряжение на зажимах генератора;  $R_я$  — сопротивление обмотки якоря;  $I_я$  — ток якоря.

Умножив почленно уравнение (9.7) на величину  $I_я$ , получают выражение для электромагнитной мощности, развиваемой генератором:

$$P_{эм} = EI_я = UI_я + R_я I_я^2, \quad (9.8)$$

где  $UI_я = P$  — мощность приемника;  $R_я I_я^2 = \Delta P_{эм}$  — мощность электрических потерь в обмотке якоря.

Выражение (9.8) является уравнением баланса мощностей цепи якоря генератора. Электромагнитная мощность генератора

$$P_{эм} = P_{мех} - \Delta P_{мех} = M_{эм} \Omega,$$

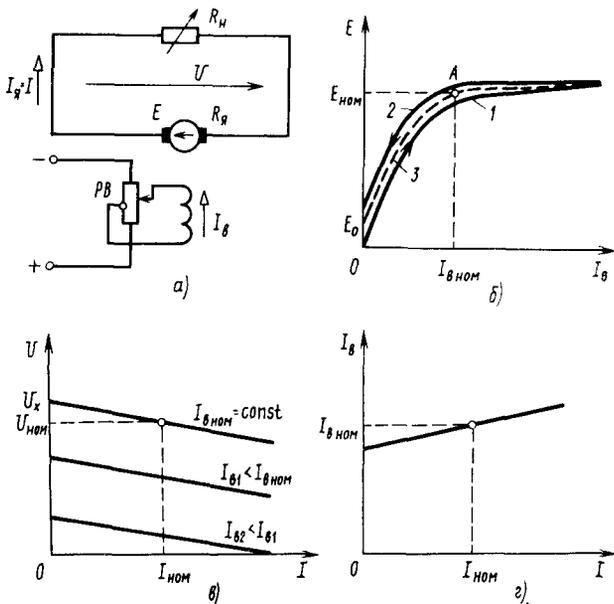


Рис. 9.7. Генератор независимого возбуждения: а — схема; б — характеристика холостого хода; в — внешняя характеристика при различных токах возбуждения; г — регулировочная характеристика

где  $\Delta P_{\text{мех}}$  — механические потери энергии;  $M_{\text{эм}}$  — электромагнитный момент.

С точки зрения практического использования генераторы как источники электрической энергии должны иметь стабильное напряжение при изменении нагрузки и возможность плавного регулирования этого напряжения. Рабочие свойства генераторов зависят от способов возбуждения и определяются характеристиками, основными из которых являются характеристики холостого хода  $E(I_B)$ , внешняя  $U(I)$  и регулировочная  $I_B(I)$ . Рассмотрим эти характеристики для генератора независимого возбуждения и генератора с самовозбуждением.

**Генератор независимого возбуждения.** Схема генератора приведена на рис. 9.7, а.

*Характеристика холостого хода* (рис. 9.7, б) представляет собой зависимость эдс якоря от тока возбуждения при разомкнутой внешней цепи ( $I = 0$ ) и  $n = \text{const}$ . Поскольку эдс якоря  $E$  пропорциональна потоку полюсов  $\Phi$  [см. (9.2)], то, следовательно, она пропорциональна и току возбуждения  $I_B$ . Так как нагрузка отсутствует, то

в соответствии с уравнением (9.7) эдс, индуцируемая генератором, равна напряжению на его зажимах:  $E = U$ .

Ток возбуждения изменяют с помощью реостата возбуждения РВ. Если магнитная цепь генератора размагничена (остаточный магнитный поток равен нулю), то при увеличении тока  $I_a$  эдс якоря  $E$  будет увеличиваться в соответствии с кривой 1 (см. рис. 9.7, б), подобной кривой намагничивания. При уменьшении тока  $I_a$  кривая 2 пойдет выше и при  $I_a = 0$  генератор имеет остаточную эдс  $E_0 = (0,02...0,06) E_{ном}$ , соответствующую остаточному магнитному потоку  $\Phi_0 = (0,02...0,06) \Phi_{ном}$ . За расчетную характеристику принимают кривую 3 — среднюю между кривыми 1 и 2.

Кривая 3 имеет три области: линейную, область перегиба «колена» и область насыщения.

В линейной области работа генератора неустойчива, так как небольшому изменению тока возбуждения соответствует существенное изменение эдс, хотя возможности регулирования в этой области значительны. В области насыщения работа генератора устойчива, но возможности регулирования отсутствуют. В области «колена» работа генератора устойчива и имеются возможности регулирования напряжения.

Характеристика холостого хода определяет рабочую точку машины, т. е. такую точку  $A$ , лежащую на «колене» характеристики в зоне наибольшей кривизны, которой соответствует напряжение  $U_{ном}$  генератора.

*Внешняя характеристика генератора независимого возбуждения* (рис. 9.7, в) представляет собой зависимость напряжения на зажимах генератора от тока нагрузки при условии:  $I_a = \text{const}$ ,  $n = \text{const}$ .

С учетом того, что у генератора независимого возбуждения ток якоря равен току нагрузки ( $I_a = I$ ), уравнение электрического состояния имеет вид

$$U = E - R_a I_a = C_E n \Phi - R_a I_a.$$

Напряжение на зажимах генератора будет снижаться из-за падения напряжения в обмотке якоря и из-за реакции якоря. Уменьшение напряжения от холостого хода  $U_x$  до номинального  $U_{ном}$  составляет 5...10%  $U_x$ . Если значительно увеличить ток нагрузки ( $R_a = 0$ ), произойдет короткое замыкание генератора. Ток короткого замыкания  $I_x = (10...20) I_{ном}$ . Такой режим опасен для обмотки якоря, коллектора и щеток.

*Регулировочная характеристика генератора независимого возбуждения* (рис. 9.7, г) представляет собой зависимость тока возбужде-

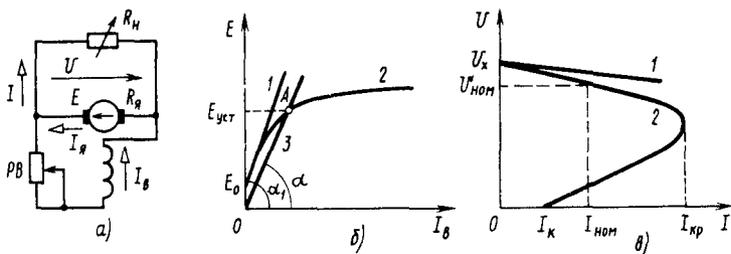


Рис. 9.8. Генератор параллельного возбуждения:  
 а — схема; б — характеристика холостого хода и графическое определение установившегося значения эдс ( $I - U = R_{цв} I_{в}$ , 2 —  $E = f(I_{в})$ , 3 —  $U = R_{цв} I_{в}$ ); в — внешняя характеристика

ния от тока нагрузки при условии:  $n = \text{const}$ ,  $U = \text{const}$ . Она показывает, как надо изменять ток возбуждения при изменении тока нагрузки, чтобы напряжение на зажимах генератора оставалось стабильным. С увеличением нагрузки напряжение уменьшается. Следовательно, надо увеличивать магнитный поток возбуждения. Для этого увеличивают ток возбуждения, чтобы компенсировать падение напряжения за счет роста эдс. Стабильность напряжения генераторов поддерживают с помощью автоматических регуляторов.

Генераторы независимого возбуждения обладают хорошими рабочими характеристиками.

Недостатком генераторов независимого возбуждения является наличие постороннего источника электрической энергии для питания цепи возбуждения.

**Генератор параллельного возбуждения.** Схема генератора представлена на рис. 9.8, а. Уравнение электрического состояния имеет вид  $U = E - R_{я} I_{я}$ .

Поскольку ток якоря  $I_{я} = I + I_{в}$ ,  $U = E - R_{я} I - R_{я} I_{в}$ , где  $I = U/R_{н}$ ,  $I_{в} = U/R_{цв}$ ,  $R_{цв}$  — сопротивление цепи возбуждения, равное сумме сопротивлений обмотки возбуждения и регулировочного реостата РВ.

Падением напряжения в якоре  $R_{я} I_{я}$  можно пренебречь, так как сопротивление якоря  $R_{я}$  мало, а ток возбуждения  $I_{в}$  составляет не более 2...5% величины тока  $I_{я \text{ ном}}$ . Тогда уравнение электрического состояния принимает вид  $U = E - R_{я} I$ .

*Характеристика холостого хода  $E = f(I_{в})$  генератора параллельного возбуждения* показана на рис. 9.8, б (кривая 2). В режиме холостого хода ток во внешней цепи  $I = 0$ , а в обмотке якоря возникает небольшой ток  $I_{я \kappa} = I_{в}$ . Реакцией якоря можно пренеб-

речь. Следовательно, напряжение на зажимах генератора примерно равно эдс генератора, т. е.  $U = E$ , а  $E = C_E \eta \Phi$  пропорциональна току  $I_a$ . Таким образом, характеристика холостого хода генератора параллельного возбуждения аналогична характеристике генератора независимого возбуждения. Отличие состоит в том, что генератор параллельного возбуждения работает по принципу самовозбуждения.

Для самовозбуждения генератора необходимо выполнение условий: наличие остаточного магнитного потока  $\Phi_0$ ; включение обмотки возбуждения таким образом, чтобы создаваемый ею магнитный поток совпадал по направлению с остаточным магнитным потоком; сопротивление цепи возбуждения  $R_{цв}$  должно быть меньше некоторого критического значения  $R_{цв\text{кр}}$ , определяемого тангенсом угла  $\alpha_1$  наклона прямолинейного участка характеристики холостого хода (см. рис. 9.8, б), и подобрано таким образом, чтобы рабочая точка  $A$  — точка пересечения вольт-амперных характеристик  $E = f_1(I_a)$  и  $R_{цв}I_a = f_2(I_a)$  находилась на «колене» характеристики  $E = f_1(I_a)$ , что будет соответствовать номинальной эдс генератора. При выполнении указанных условий возбуждение генератора происходит следующим образом. Остаточный магнитный поток  $\Phi_0$  индуцирует остаточную эдс  $E_0$ . Под ее действием возникает ток  $I_{в0}$ , создающий свой магнитный поток. Этот поток за счет соответствующего включения обмотки возбуждения складывается с остаточным магнитным потоком. Результирующий поток создает эдс, превышающую остаточную, ток в цепи возбуждения возрастает, поток еще больше увеличивается, возникает лавинообразный процесс самовозбуждения. Так как самовозбуждение происходит при холостом ходе ( $I = 0$ ), эдс генератора  $E = R_a I_a + R_{цв} I_a$ . Пренебрегая падением напряжения  $R_a I_a$  в якоре ( $R_{цв} \gg R_a$ ), можно считать, что эдс генератора

$$E \simeq R_{цв} I_a = U. \quad (9.9)$$

Установившееся значение эдс  $E_{уст}$  при самовозбуждении определяет точку пересечения  $A$  (см. рис. 9.8, б) графического решения уравнения (9.9) (прямая 3) и кривой  $E(I_a)$  (кривая 2). При увеличении сопротивления  $R_{цв}$  точка  $A$  перемещается к началу кривой и эдс уменьшается до значения  $E_0$ .

*Внешняя характеристика  $U = f(I)$  генератора параллельного возбуждения* (кривая 2 на рис. 9.8, в) по сравнению с внешней характеристикой генератора независимого возбуждения (прямая 1) от-

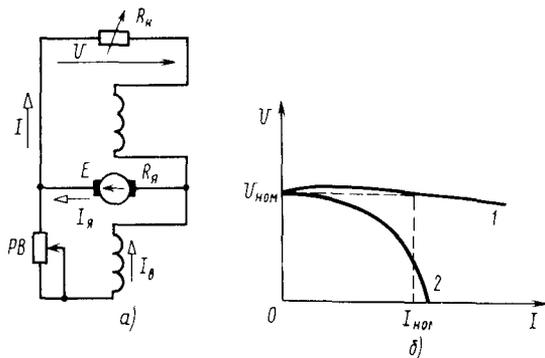


Рис. 9.9. Генератор смешанного возбуждения:  
 а — схема; б — внешняя характеристика при согласном (1) и встречном (2) включении обмоток

личается более резким падением напряжения  $U$  при увеличении тока  $I$  нагрузки. Это объясняется тем, что, как видно из уравнения электрического состояния  $U = E - R_я I_я$ , потеря напряжения происходит за счет падения напряжения в обмотке якоря и уменьшения эдс из-за размагничивающего действия реакции якоря, а также в результате уменьшения тока возбуждения, вызванного уменьшением напряжения на зажимах генератора. При изменении тока  $I$  нагрузки до номинального значения  $I_{ном}$  потеря напряжения составляет 10...15%. Дальнейшее увеличение тока  $I$  нагрузки до значения  $(2,5...3) I_{ном}$  приводит к резкому уменьшению напряжения, генератор размагничивается и «сбрасывает» нагрузку, что сопровождается уменьшением тока генератора. При коротком замыкании генератора  $I_к < I_{ном}$ , так как его создает эдс, которая индуцируется остаточным магнитным потоком. Ток короткого замыкания не опасен для генератора, но переход к режиму короткого замыкания («сброс» нагрузки  $I_{кр} = (2...3) I_{ном}$ ) весьма опасен, так как может вызвать искрение щеток и пробой изоляции обмотки.

*Регулировочная характеристика генератора параллельного возбуждения по сравнению с регулировочной характеристикой генератора независимого возбуждения пойдет круче, так как, чтобы компенсировать большее снижение напряжения, необходимо увеличить ток возбуждения в большей степени.*

**Генератор смешанного возбуждения.** Схема генератора представлена на рис. 9.9, а.

*Характеристика холостого хода  $E = f(I_в)$  генератора смешанного возбуждения не отличается от характеристики холостого хода генератора параллельного возбуждения (см. рис. 9.8, б, кривая 2). Действительно, при токе нагрузки  $I = 0$  последовательная обмотка*

возбуждения не принимает участия в создании магнитного потока. Самовозбуждение генератора протекает так же, как у генератора параллельного возбуждения.

*Внешняя характеристика  $U=f(I)$  генератора смешанного возбуждения приведена на рис. 9.9, б.*

При нагрузке ток последовательной обмотки создает свой магнитный поток  $\Phi$ . При согласном включении последовательной и параллельной обмоток результирующий поток будет определяться суммой магнитных потоков, создаваемых токами указанных обмоток. Поэтому с увеличением нагрузки результирующий магнитный поток возрастает, что приводит к увеличению эдс и напряжения на зажимах генератора. Можно подобрать число витков последовательной обмотки таким, чтобы при изменении нагрузки напряжение на зажимах генератора не уменьшалось и оставалось практически постоянным (кривая 1 на рис. 9.9, б). При очень больших нагрузках происходит небольшое снижение напряжения за счет падения напряжения  $I_a R_a$  в обмотке якоря. Магнитная система насыщается, и поток практически остается постоянным.

Если же обмотки возбуждения включены встречно, результирующий магнитный поток уменьшается и напряжение на зажимах генератора резко снижается (кривая 2 на рис. 9.9, б). Такие генераторы используются при электродуговой сварке, когда требуется постоянство тока при изменении сопротивления цепи в результате изменения длины электродуги.

#### § 9.5. РАБОТА МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА В РЕЖИМЕ ДВИГАТЕЛЯ

**Двигатель** преобразует электрическую энергию в механическую. Принцип его действия состоит в следующем. К обмотке якоря через щетки коллектора подводится постоянное напряжение. Коллектор в данном случае выполняет роль переключателя, обеспечивающего неизменность направления тока в проводах обмотки якоря, находящихся под соответствующими магнитными полюсами индуктора. Предположим, что под северным полюсом ток направлен к нам, а под южным — от нас (рис. 9.10, а). В этом случае на проводники обмотки якоря, находящиеся в магнитном поле, действуют электромагнитные силы  $F_{эм}$ . Совокупность этих сил создает вращающий электромагнитный момент  $M_{эм}$ , и якорь начинает вращаться. При этом в обмотке якоря индуцируется эдс, направление которой противоположно питающему напряжению, и ее называют *противо-эдс*.

Применяя к схеме замещения цепи якоря (рис. 9.10, б) второй закон Кирхгофа, получают уравнение электрического состояния двигателя

$$U = E + R_a I_a. \quad (9.10)$$

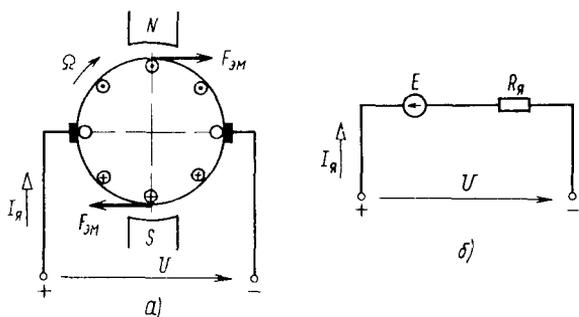


Рис. 9.10. Принцип действия двигателя (а) и схема замещения цепи якоря (б)

Умножив члены уравнения (9.10) на величину  $I_a$ , находят электрическую мощность, подводимую к двигателю от внешнего источника:

$$P_3 = UI_a = EI_a + R_a I_a^2 \quad (9.11)$$

Выражение (9.11) является *уравнением баланса мощностей цепи якоря двигателя*. Оно показывает, что электрическая мощность  $P_3$  преобразуется в электромагнитную мощность  $P_{эм}$  и мощность электрических потерь  $\Delta P_{э}$  в обмотке якоря.

Двигатели постоянного тока также классифицируют по способам возбуждения, общим свойствам и характеристикам. Свойства двигателя постоянного тока зависят от того, как меняется его магнитный поток при изменении механической нагрузки (момента сопротивления) на валу, т. е. фактически от способа возбуждения.

Различают двигатели параллельного, последовательного и смешанного возбуждения. Хотя указанные типы двигателей имеют различные эксплуатационные характеристики, им присущи также общие свойства и процессы (свойство саморегулирования, процессы пуска и реверса).

*Пуском двигателя* называют процесс разгона ротора от неподвижного состояния до установившегося значения частоты вращения. Пуск может продолжаться от долей секунды до нескольких десятков секунд. Пусковые качества двигателей оцениваются кратностью пускового момента и пускового тока к номинальному.

Двигатели постоянного тока обладают хорошими пусковыми качествами. Они могут создавать большой пусковой момент при относительно небольшом пусковом токе.

Используя уравнение (9.10) электрического состояния двигателя, определяют ток во вращающемся якоре:

$$I_a = (U - E) / R_a \quad (9.12)$$

В момент пуска двигателя (угловая скорость  $\Omega=0$ ) в якоре не наводится противо-эдс, т. е.  $E=0$ . Тогда из выражения (9.12) пусковой ток двигателя

$$I_{п.н} = U/R_{я} \simeq (10-30) I_{я.ном.}$$

Такой большой пусковой ток может создать слишком большой пусковой момент  $M_{п.н} = C_M \Phi I_{п.н}$ , вызывающий рывок на валу, и привести к искрению на коллекторе. Для ограничения пускового тока последовательно с обмоткой якоря включают пусковой реостат, сопротивление  $R_{п}$  которого рассчитывают, исходя из кратковременно допустимого значения тока якоря и получения необходимого пускового момента

$$I_{п.доп} = U/(R_{я} + R_{п}) \leq (2-2,5) I_{я.ном.}$$

По мере разгона ротора в его обмотках возникает противо-эдс и величина тока уменьшается. При этом пусковой реостат постепенно выводят (вручную или автоматически).

Двигатели мощностью до 1 кВт, имеющие сравнительно большое сопротивление якоря, можно запускать без пускового реостата.

Пуск ДПТ может производиться также при пониженном напряжении источника питания.

Все электродвигатели обладают свойством автоматически создавать вращающий момент  $M_{вр}$ , равный моменту статического сопротивления на валу  $M_c$ . Это свойство двигателей называется *саморегулированием*. Рассмотрим, как протекает процесс саморегулирования. Предположим, что двигатель вращается с угловой скоростью  $\Omega_1$  и его вращающий момент равен моменту сопротивления на валу:  $M_{вр1} = M_{c1}$ . Пусть нагрузка на валу увеличилась:  $M_{c2} > M_{c1}$ . Скорость  $\Omega_1$  начинает падать, одновременно уменьшается противо-эдс  $E = C_E \Omega \Phi$ , а ток якоря  $I_a = (U - E)/R_a$ , следовательно, и вращающий момент  $M_{вр} = C_M \Phi I_a$  увеличиваются до тех пор, пока вращающий момент не станет равным моменту сопротивления:  $M_{вр2} = M_{c2}$ . При этом установится скорость  $\Omega_2 < \Omega_1$ . Чем больше момент сопротивления, тем больше вращающий момент двигателя, и наоборот. Следовательно, ток якоря двигателя зависит от механической нагрузки (момента сопротивления) на валу двигателя.

Изменение направления вращения якоря двигателя — *реверсирование* — можно осуществить, изменив направление вращающего момента. Знак момента изменится, если изменить направление тока в обмотке якоря или направление магнитных потоков полюсов (направление тока в обмотке возбуждения). Поэтому для реверса

двигателей постоянного тока достаточно переключить концы обмоток якоря.

Основными характеристиками двигателей являются: электромеханическая, механическая, моментная, характеристика холостого хода, регулировочная. Остановимся кратко на каждой из них.

*Электромеханическая характеристика* — зависимость частоты вращения  $n$  якоря от его тока  $I_a$ :  $n=f(I_a)$ . Рассмотрев уравнения (9.2) и (9.10) относительно частоты вращения  $n$ , получают уравнение электромеханической характеристики:

$$n = \frac{U - R_a I_a}{C_E \Phi} = \frac{U}{C_E \Phi} - \frac{R_a I_a}{C_E \Phi}. \quad (9.13)$$

*Механическая характеристика* — зависимость частоты вращения  $n$  якоря от момента  $M$  на валу двигателя:  $n=f(M)$ .

Заменив в выражении (9.13) ток  $I_a$  согласно (9.6), записывают уравнение механической характеристики:

$$n = \frac{U}{C_E \Phi} - \frac{M R_a}{C_E C_M \Phi^2}. \quad (9.14)$$

*Моментная характеристика* — зависимость момента  $M$  на валу двигателя от тока якоря  $I_a$ , определяемая выражением  $M = C_M I_a \Phi$ .

*Характеристика холостого хода* — зависимость частоты вращения  $n$  якоря от тока  $I_a$  в обмотке возбуждения в режиме холостого хода при условии постоянства приложенного к зажимам двигателя напряжения  $U$ . Характеристика  $n=f(I_a)$  при  $U=\text{const}$  определяется выражением

$$n = \frac{U - R_a I_a}{C_E \Phi}. \quad (9.15)$$

*Регулировочная характеристика* — зависимость тока  $I_a$  в обмотке возбуждения от тока якоря  $I_a$  или от полезной мощности  $P_2$  на валу двигателя при условии  $U=\text{const}$ . Характеристика  $I_a=f(I_a)$  или  $I_a=f(P_2)$  служит для регулирования частоты вращения. Она показывает, как надо менять ток возбуждения, чтобы с изменением нагрузки на валу двигателя частота вращения  $n$  оставалась постоянной.

В зависимости от способа возбуждения двигателей их характеристики будут различны.

**Двигатель параллельного возбуждения.** Схема двигателя приведена на рис. 9.11, а. В цепи якоря включен пусковой реостат (РП),

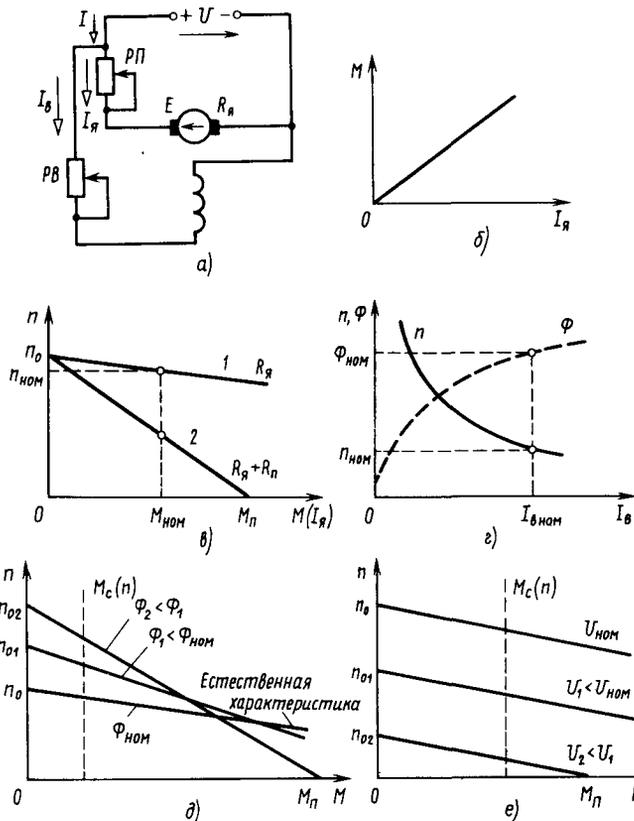


Рис. 9.11. Двигатель параллельного возбуждения:  
 а — схема; б — моментная характеристика; в — механические характеристики; г — характеристика холостого хода; д — механическая характеристика при полюсном регулировании; е — механическая характеристика при якорном регулировании

который перед пуском полностью вводят для уменьшения пускового тока. В цепь возбуждения включен реостат регулирования (РВ) тока возбуждения, а следовательно, и магнитного потока, что необходимо для регулирования частоты вращения якоря. Для увеличения пускового момента регулировочный реостат перед пуском полностью выводят. По мере разгона двигателя (РВ вводят) РП выводят. Обмотка возбуждения двигателя может быть включена на напряжение другого источника (независимое возбуждение). При этом расширяются возможности регулирования частоты вращения двигателя, так как одновременно с изменением тока возбуждения можно регулировать напряжение питания. В соответствии с выражением (9.6) ток якоря определяется магнитным потоком полюсов

и моментом на валу. При  $I_a = \text{const}$  можно считать магнитный поток полюсов постоянным:  $\Phi = \text{const}$ . Следовательно, ток якоря пропорционален моменту на валу. Моментная характеристика  $M = f(I_a)$  приведена на рис. 9.11, б.

Механическая характеристика  $n = f(M)$  в соответствии с уравнением (9.14) может быть представлена выражением

$$n = n_0 (1 - M/M_0), \quad (9.16)$$

где  $n_0 = U/C_E \Phi$  — частота вращения при холостом ходе, когда начальный пусковой момент  $M_0 = C_M \Phi I_{aн} = C_M \Phi (U/R_a)$ .

Механическая характеристика  $n = f(M)$  двигателя параллельного возбуждения — графическое решение уравнения (9.16) — представляет собой наклонную прямую (рис. 9.11, в). Так как при пуске без реостата ( $R_n = 0$ )  $M_0 \gg M_n$  ( $M_0$  за пределами графика), наклон характеристики незначителен (прямая 1 на рис. 9.11, в), такая характеристика называется жесткой. *Естественная механическая характеристика* — механическая характеристика при номинальных напряжении сети ( $U_{ном}$ ) и магнитном потоке ( $\Phi_{ном}$ ) и сопротивлении  $R_n = 0$  (прямая 1). Снижение частоты вращения  $\Delta n$  при  $M = M_{ном}$  составляет в среднем 5%  $n_0$  и определяется выражением  $\Delta n (\%) = = 100 (n_0 - n_{ном})/n_0$ .

Если же в момент пуска учесть сопротивление  $R_n$  пускового реостата, пусковой момент будет ограничен значением  $M_n$  и механическая характеристика пройдет через точки  $n_0$  и  $M_n$  (прямая 2), т. е. при номинальном моменте частота вращения будет меньше по сравнению с естественной характеристикой. Когда пусковой реостат выводят ( $R_n = 0$ ), двигатель переходит на естественную характеристику. Так как у двигателя параллельного возбуждения ток якоря  $I_a$  пропорционален моменту, его электромеханическая характеристика  $n = f(I_a)$  также прямолинейна и аналогична механической. При увеличении нагрузки двигателя его частота вращения будет уменьшаться за счет увеличения падения напряжения на сопротивлении  $R_a$  [см. (9.13)].

Следует заметить, что вследствие реакции якоря механические и электромеханические характеристики несколько отличаются от прямолинейных и изменение частоты вращения  $\Delta n$  будет меньше.

Рассмотрим характеристику холостого хода  $n = f(I_a)$  двигателя параллельного возбуждения. Используя уравнение (9.15) при условии  $R_n I_a = 0$ , получают

$$n = U / (C_E \Phi), \quad (9.17)$$

т. е. характеристика  $n = f(I_a)$  является гиперболой (рис. 9.11, з). По характеристике выбирается значение тока  $I_a = I_{a, \text{ном}}$ , соответствующее номинальной частоте вращения  $n_{\text{ном}}$  и номинальному потоку  $\Phi_{\text{ном}}$ . С увеличением тока  $I_a$  наступает режим насыщения, который приводит к тому, что частота вращения  $n$  почти не меняется.

Частоту вращения двигателя параллельного возбуждения можно регулировать согласно выражению (9.14) тремя способами: реостатным — изменением сопротивления цепи якоря; полюсным — изменением магнитного потока с помощью реостата возбуждения и изменением величины питающего напряжения. Указанные способы регулирования рассмотрим для постоянного момента сопротивления, т. е.  $M_c = \text{const}$ .

*Реостатное регулирование* осуществляют введением реостата в цепь якоря, что хорошо иллюстрируется механической характеристикой (см. рис. 9.11, в). С увеличением сопротивления цепи якоря наклон характеристики увеличивается (прямая 2), т. е. частота вращения  $n$  тем меньше, чем больше сопротивление цепи якоря. При введении реостата в цепь якоря ток якоря  $I_a$  и вращающий момент  $M$  уменьшаются, но при этом уменьшается противо-эдс, а следовательно, возрастают ток и момент. Вращающий момент  $M_{\text{вр}}$  станет равным моменту сопротивления  $M_c$  при пониженной частоте вращения. Если момент сопротивления постоянный, ток якоря будет прежним. Электрическая мощность  $P_z = UI_a$ , потребляемая двигателем, не изменится, а механическая  $P_{\text{мех}} = M\Omega$  уменьшится (появятся потери энергии в сопротивлении реостата). Следовательно, уменьшится и кпд. Поэтому реостатное регулирование неэкономично и его применяют для регулирования частоты вращения двигателей небольшой мощности.

*Полюсное регулирование* осуществляется через уменьшение магнитного потока (см. рис. 9.11, з). При значительном уменьшении тока возбуждения частота вращения ротора резко возрастает [см. (9.17)]. Это может привести к искрению щеток и механическому повреждению якоря («разнос двигателя»). Поэтому магнитный поток можно уменьшать до определенного предела. На рис. 9.11, д представлена механическая характеристика двигателя  $n = f(M)$  при различных значениях магнитного потока возбуждения  $\Phi$ . Если момент сопротивления меньше номинального ( $M_c < M_{\text{ном}}$ ), то с уменьшением магнитного потока  $\Phi$  частота вращения  $n$  возрастает (регулирование скорости «вверх» при  $\Phi < \Phi_{\text{ном}}$ ). При нагрузке, близкой к номинальной, этот способ регулирования применять нельзя, так как ток якоря при уменьшении магнитного потока будет превышать номинальный.

Способ полюсного регулирования частоты вращения экономичен, прост и удобен, так как ток возбуждения мал [ $I_a = (2...5\%) I_{a, \text{ном}}$ ]. Габариты реостата возбуждения и мощность потерь в нем незначительны. Увеличить поток  $\Phi$  больше  $\Phi_{\text{ном}}$  невозможно из-за насыщения.

Рассмотрим электромеханический процесс двигателя при полюсном регулировании. Уменьшение магнитного потока  $\Phi(I_a)$  вызывает увеличение частоты вращения двигателя в соответствии с выражением (9.15). При постоянном моменте сопротивления ( $M_c = \text{const}$ ) в соответствии с выражением (9.6) ток якоря возрастает. Однако на частоту вращения большее влияние оказывает не рост тока якоря, а уменьшение

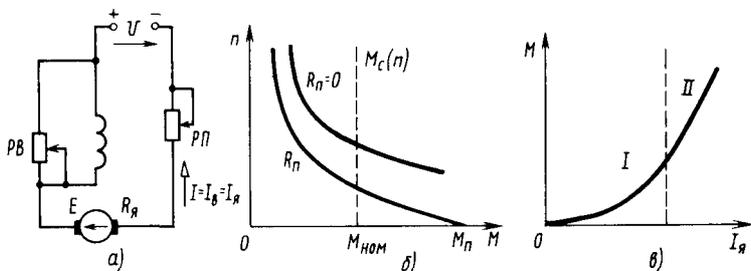


Рис. 9.12. Двигатель последовательного возбуждения: а — схема; б — механическая характеристика; в — моментная характеристика

магнитного потока. В результате частота вращения увеличивается. Увеличивается и значение противо-эдс, а следовательно, ток якоря и вращающий момент уменьшаются до тех пор, пока не наступит равенство момента, развиваемого двигателем, и момента сопротивления при новой, большей, частоте вращения.

*Регулирование изменением напряжения* двигателей с независимым возбуждением (изменяют напряжение, подводимое к обмотке якоря от нуля до номинального значения, и обратно) называют также якорным регулированием. В качестве источника плавного регулирования напряжения используют генератор независимого возбуждения или управляемый выпрямитель. В первом случае собирают систему машин Г—Д (генератор — двигатель), которую применяют для регулирования мощных двигателей прокатных станов, шагающих экскаваторов и т. д. Механическая характеристика двигателя при якорном регулировании приведена на рис. 9.11, е.

Необходимо отметить, что при изменении напряжения питания работающего двигателя происходит саморегулирование частоты его вращения. Если напряжение уменьшается, снижаются ток якоря и вращающий момент, что приводит к понижению частоты вращения. Следовательно, уменьшается противо-эдс, что приводит, в свою очередь, к росту тока якоря и вращающего момента. При равенстве моментов  $M_{вр} = M_c$  работа двигателя восстанавливается.

**Двигатель последовательного возбуждения.** Схема двигателя показана на рис. 9.12, а. Как видно из схемы, через обмотку якоря и обмотку возбуждения проходит один и тот же ток  $I = I_n = I_a$ . Поэтому с изменением нагрузки на валу меняется ток якоря, а следовательно, и магнитный поток, что вызывает изменение частоты вращения

$$n = \frac{U - (R_a + R_n) I_a}{C_E \Phi}$$

С увеличением нагрузки возрастает ток  $I_a$ , увеличиваются падения напряжений в сопротивлениях  $R_a$  и  $R_n$ , но одновременно увеличивается и магнитный поток  $\Phi$ . Поэтому частота вращения  $n$  будет снижаться с ростом потока  $\Phi$  в большей степени по сравнению с частотой вращения двигателя параллельного возбуждения (рис. 9.12, б), т. е. для двигателя последовательного возбуждения механическая и электромеханическая характеристики более «мягкие». По

мере насыщения магнитной системы «жесткость» характеристик возрастает и гиперболы переходят в наклонные прямые.

Моментная характеристика двигателя последовательного возбуждения (рис. 9.12, *в*) имеет два участка: при небольших токах якоря поток  $\Phi$  полюса пропорционален току  $I_a$ , а момент  $M$  — квадрату тока  $I_a$ , т. е. момент изменяется по параболе, что создает большой пусковой момент, — участок *I*; с увеличением тока  $I_a$  магнитная система насыщается, поток  $\Phi \approx \text{const}$  и парабола переходит в прямую  $M = C_M I_a \Phi$  — участок *II*.

Отличительной особенностью двигателя последовательного возбуждения является то, что его нельзя запускать без нагрузки, т. е. при  $M_c \rightarrow 0$ , так как в этом случае частота вращения якоря превышает допустимую — двигатель идет «вразнос». Нагрузка должна составлять не менее 25...30% от номинальной.

Следует отметить, что в двигателях последовательного возбуждения ток  $I$  пропорционален  $\sqrt{M}$  и при изменении нагрузки ток изменяется в меньшей степени, чем в двигателях параллельного возбуждения, в которых ток  $I$  пропорционален моменту  $M$ .

**Способы регулирования частоты вращения двигателя последовательного возбуждения.**

*Реостатное* регулирование осуществляют за счет сопротивления, включаемого последовательно с обмоткой якоря. Увеличение сопротивления приводит к уменьшению частоты вращения, но одновременно к увеличению потерь энергии. Способ не экономичен и применяется редко.

*Полосное* регулирование осуществляют шунтированием (замыканием) обмотки возбуждения реостатом возбуждения, что приводит к изменению тока возбуждения, а следовательно, и магнитного потока. Уменьшение тока возбуждения вызывает увеличение частоты вращения при небольших нагрузках. Этот способ применяют в двигателях малой мощности, когда требуется плавное регулирование. В двигателях большой мощности полюсное регулирование производят замыканием накоротко частей витков обмотки возбуждения, что приводит к уменьшению числа витков, а следовательно, мдс и магнитного потока. Получается ступенчатое регулирование. Применяется на тяговых двигателях электрического транспорта.

*Безреостатное* регулирование (ступенчатое изменение питающего напряжения на тяговых двигателях электротранспорта) осуществляют групповым параллельным или последовательным подключением двигателей к сети.

Двигатели последовательного возбуждения применяют не только как тяговые на электротранспорте, но также в крановых установках и в летательных аппаратах для обеспечения больших пусковых моментов.

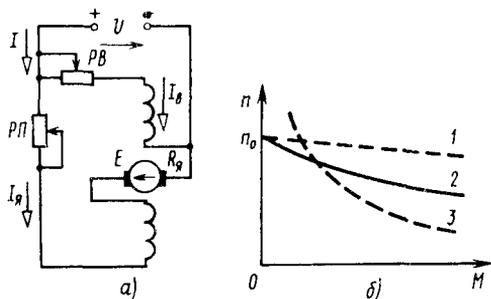


Рис. 9.13. Двигатель смешанного возбуждения:  
а — схема; б — механическая характеристика

**Двигатели смешанного возбуждения.** Схема двигателя приведена на рис. 9.13, а. На полюсах имеются две обмотки: параллельная и последовательная. Основной считается та, которая создает не менее 70% всей мдс. Как правило, последовательную обмотку включают согласно с параллельной, т. е. магнитные потоки, создаваемые обмотками, складываются.

С увеличением нагрузки на валу возрастают ток якоря и магнитный поток последовательной обмотки. Результирующий магнитный поток увеличивается, что вызывает увеличение момента и снижение частоты вращения. На рис. 9.13, б показаны механическая характеристика  $n=f(M)$  двигателя смешанного возбуждения (кривая 2) и для сравнения — механические характеристики двигателей параллельного (прямая 1) и последовательного (кривая 3) возбуждения. Как видно из рис. 9.13, б, применение параллельной обмотки в двигателе смешанного возбуждения спасает его от «разноса» при холостом ходе. Эта же обмотка обеспечивает переход двигателя в генераторный режим. Например, для движущегося под уклон электропоезда перевод его двигателей в режим торможения с отдачей энергии в сеть.

Двигатель смешанного возбуждения имеет наибольший пусковой момент. При отсутствии нагрузки (холостом ходе) он работает как двигатель с параллельным возбуждением. Регулирование частоты вращения осуществляется теми же способами, что и для двигателей параллельного и последовательного возбуждения.

Двигатели смешанного возбуждения широко применяются в тех случаях, когда требуются значительные пусковые моменты и допустимы кратковременные перегрузки и большие ускорения: в прокатных станах, строгальных станках в компрессорах и т. д.

#### § 9.8. УНИВЕРСАЛЬНЫЙ КОЛЛЕКТОРНЫЙ ДВИГАТЕЛЬ. МИКРОДВИГАТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Коллекторные двигатели изготовляют, как правило, на небольшие мощности (десятки ватт). Они развивают частоту вращения более 3000 об/мин (предельную для асинхронного двигателя), рассчитаны на питание от сети как постоянного, так и однофазного тока частотой 50 Гц.

Универсальный коллекторный двигатель изготовляют с после-

довательными обмотками возбуждения. По конструкции этот двигатель аналогичен двухполюсному двигателю постоянного тока. Однако при питании его переменным током магнитный поток будет пульсирующим, поэтому магнитопровод статора в этом двигателе в отличие от двигателя постоянного тока изготавливают из отдельных листов электротехнической стали для уменьшения потерь на гистерезис и вихревые токи.

По сравнению с двигателями постоянного тока коллекторные универсальные двигатели имеют низкий КПД и худшие условия коммутации.

Если подключить обычный двигатель последовательного возбуждения к сети переменного тока, в коммутируемых секциях якоря кроме эдс вращения  $E$  будет наводиться трансформаторная эдс  $E_t = 4,44f w_c \Phi$  ( $w_c$  — число витков секции обмотки якоря), которая вызовет искрение под щетками. Этот недостаток устранен в специальном коллекторном двигателе последовательного возбуждения, в котором для уменьшения значения трансформаторной эдс секции обмотки якоря выполняют с малым числом  $w_c$  витков, но при этом увеличивают число секций и коллекторных пластин.

Универсальные коллекторные двигатели применяют в бытовой технике: для привода пылесосов, небольших вентиляторов, электроинструментов, швейных машин, в устройствах автоматики.

Коллекторные двигатели на переменном токе применяют как тяговые на железных дорогах.

Микродвигатель постоянного тока по принципу действия не отличается от обычного двигателя постоянного тока. Магнитный поток может создаваться с помощью обмотки возбуждения или с помощью постоянных магнитов.

В зависимости от конструкций якоря различают микродвигатели с якорем обычного типа, с полым якорем, беспазовым якорем и с печатной обмоткой якоря.

Микродвигатели применяют как для вращения механизмов, так и в качестве исполнительных двигателей (ИД). Исполнительные двигатели предназначены для преобразования электрических сигналов управления (команд) в виде напряжения различной формы и полярности в механическое перемещение вала. Мощность ИД обычно не превышает 0,6 кВт. Цепи якоря у ИД независимы. Для ИД характерны частые пуски, остановки и реверсы.

Различают два способа управления исполнительным двигателем — *якорное* и *полюсное*. При якорном управлении (рис. 9.14, а) обмотка якоря подключается к напряжению управления  $U_c$ , а обмотка возбуждения — к сети постоянного тока. Регулирование частоты вращения якоря производится изменением напряжения  $U_c$ .

Такое управление применяется при значительном сигнале управления  $U_c$ . Механические характеристики ИД при якорном регулирова-

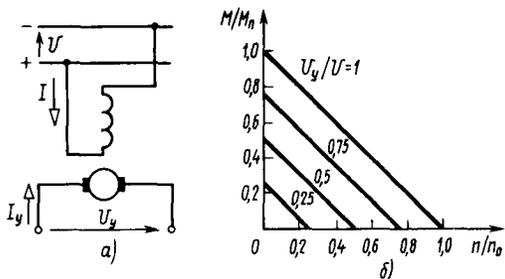


Рис. 9.14. Схема включения (а) и механические характеристики (б) исполнительного двигателя при якорном управлении

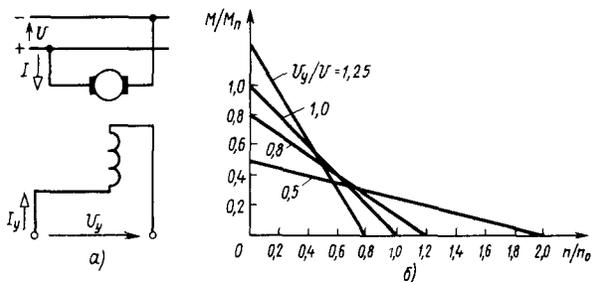


Рис. 9.15. Схема включения (а) и механические характеристики (б) исполнительного двигателя при полюсном управлении

нии приведены на рис. 9.14, б, где по оси ординат отложены относительные значения момента ( $M_n$  — момент двигателя при пуске), а по оси абсцисс — относительные значения частоты вращения ( $n_0$  — частота вращения при холостом ходе двигателя).

При полюсном управлении (рис. 9.15, а) обмотка возбуждения подключается к напряжению управления  $U_y$ , а обмотка якоря — к сети постоянного тока. Частота вращения якоря регулируется изменением магнитного потока за счет изменения напряжения  $U_y$ . Такое управление применяют при небольшом сигнале управления  $U_y$  (например, от электронного усилителя). Механические характеристики при полюсном регулировании представлены на рис. 9.15, б. Эти характеристики более «мягкие», чем при якорном управлении.

Микродвигатели постоянного тока нашли широкое применение в различных автоматических системах (следящие системы, системы регулирования).

#### Контрольные вопросы

1. На каком явлении основан принцип действия МПТ?
2. Какую роль играет коллектор в машинах постоянного тока?

3. Запишите и поясните уравнения баланса мощностей цепи якоря генератора и двигателя.
4. Назовите способы возбуждения машины постоянного тока.
5. Чем вызвано различие в изготовлении обмоток возбуждения машин, имеющих разные способы возбуждения?
6. Как влияет на величину эдс якоря число секций его обмотки?
7. Почему шетки смешают с геометрической нейтрали?
8. Что такое реакция якоря и какова ее роль в МПТ?
9. От чего зависит электромагнитный момент МПТ?
10. Каким образом осуществляется процесс самовозбуждения в генераторах параллельного возбуждения?
11. Почему при одинаковых токах якоря напряжение на зажимах генератора параллельного возбуждения меньше, чем независимого?
12. Какой генератор применяется для плавного регулирования напряжения?
13. Каким образом можно получить напряжение генератора, незначительно зависящее от тока нагрузки?
14. Для чего в схему двигателя включают пусковой реостат?
15. Поясните процесс саморегулирования двигателя.
16. Назовите основные характеристики двигателей.
17. Какую роль играет пусковой реостат в цепи якоря двигателя параллельного возбуждения?
18. Какой способ регулирования частоты вращения двигателя предпочтительнее и почему?
19. Почему двигатель с последовательным возбуждением нельзя пускать в ход при отсутствии нагрузки?
20. Какими положительными качествами обладает двигатель смешанного возбуждения?
21. Какие коллекторные двигатели являются универсальными?
22. Может ли работать двигатель последовательного возбуждения от сети переменного тока?

## ГЛАВА 10

### СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

#### § 10.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О СИНХРОННЫХ МАШИНАХ, ИХ УСТРОЙСТВО И ОБЛАСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ

Синхронные машины являются машинами переменного тока, они легко обратимы и используются как в генераторном, так и в двигательном режимах. Синхронными они называются потому, что частота вращения магнитного потока, создаваемого обмоткой статора, равна частоте вращения ротора.

Синхронная машина, принципиальная схема устройства которой показана на рис. 10.1, *а*, состоит из двух основных частей — статора (якоря) и ротора (индуктора). Статор машины устроен аналогично статору асинхронного двигателя (см. § 8.1). Ротор представляет собой электромагниты, обмотка которых питается постоянным током и называется обмоткой возбуждения (аналогично машинам постоянного тока). По конструктивному выполнению роторы бывают двух типов — явнополюсные и неявнополюсные. На рис. 10.1, *б* приведена принципиальная схема поперечного сечения четырехпо-

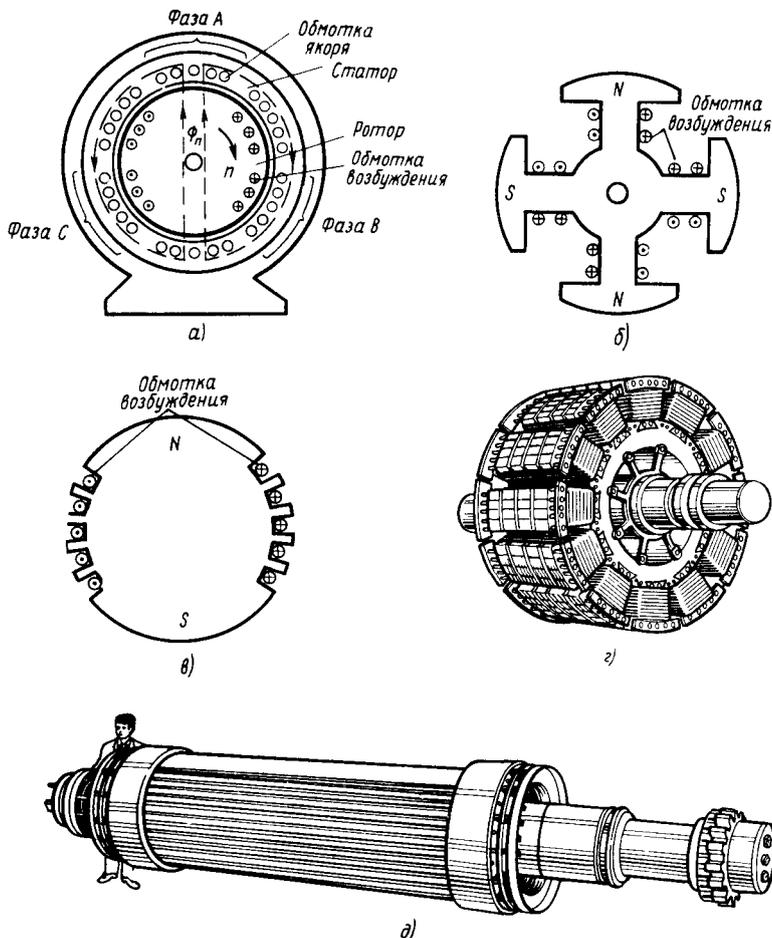


Рис. 10.1. Принципиальная схема устройства синхронной машины (а); принципиальные схемы поперечного сечения явнополюсного (б) и неявнополюсного (в) роторов; конструктивное исполнение явнополюсного (г) и неявнополюсного (д) роторов

люсного ротора с явно выраженными полюсами, а на рис. 10.1, в — сечения двухполюсного ротора с неявно выраженными полюсами. Конструктивное исполнение указанных роторов представлено соответственно на рис. 10.1, г, д. Неявнополюсные роторы применяются в машинах с большой частотой вращения магнитного поля ( $n=3000, 1500$  и  $1000$  об/мин), явнополюсные — в машинах большой мощности с меньшей частотой вращения магнитного поля.

Для питания обмотки возбуждения необходимо иметь источник постоянной эдс. В качестве такого источника используют полупроводниковые выпрямители или генераторы постоянного тока, раз-

мещаемые на общем валу синхронной машины и называемые возбудителями.

Рассмотрим эдс, индуцируемую в фазе обмотки. На рис. 10.2, а показано взаимное расположение индуктора и одного витка обмотки статора (якоря) двухполюсной машины. Конструкция машины обеспечивает синусоидальное распределение магнитной индукции  $B$  полюсов в воздушном зазоре, что, в свою очередь, создает синусоидально изменяющуюся эдс в обмотках статора. Электродвижущая сила в одном (любом) проводнике (одной активной стороне витка обмотки) равна

$$e_i = B_i l v,$$

где  $B_i$  — магнитная индукция в месте нахождения проводника;  $l$  — длина якоря машины;  $v$  — линейная скорость вращения индуктора.

Максимальное значение эдс фазы обмотки якоря

$$E_m = 2 w_\phi B_m l v, \quad (10.1)$$

где коэффициентом 2 учитываются обе активные стороны витка;  $w_\phi$  — число витков одной фазы обмотки якоря;  $B_m$  — максимальная индукция под полюсом.

Заменяют синусоидальное распределение магнитной индукции средней величиной (рис. 10.2, б)

$$B_{cp} = \frac{2}{\pi} B_m,$$

откуда

$$B_m = \frac{\pi}{2} B_{cp}.$$

Скорость вращения  $v$  представляют в виде

$$v = \frac{\pi D n}{60} \frac{2p}{2p} = 2\tau \frac{pn}{60},$$

где  $\tau = \frac{\pi D}{2p}$  — полюсное деление (см. § 8.2).

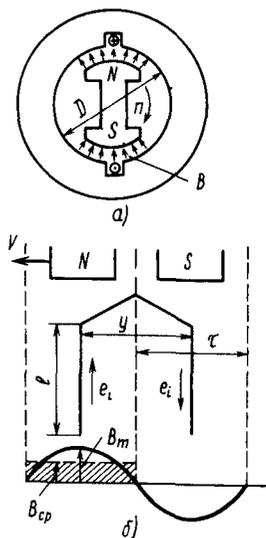


Рис. 10.2. Вывод уравнения эдс:

а — взаимное расположение индуктора и одного витка обмотки якоря; б — распределение магнитной индукции на развернутом полюсном делении

После соответствующих преобразований выражение (10.1) принимает вид

$$E_m = 2\pi w_\phi \frac{pn}{60} l\tau B_{cp}. \quad (10.2)$$

Произведение  $l\tau = S$  — сечение поверхности, пронизываемой магнитным потоком полюса индуктора. Тогда произведение  $SB_{cp} = \Phi_n$  — магнитный поток одного полюса. Окончательно выражение (10.2) можно записать в виде

$$E_m = 2\pi w_\phi \frac{pn}{60} \Phi_n = \frac{2\pi w_\phi p}{60} n\Phi_n.$$

Кроме того, для учета распределения обмотки на статоре вводят обмоточный коэффициент  $k_{об}$ . Тогда

$$E_m = \frac{2\pi w_\phi p}{60} k_{об} n\Phi_n.$$

Действующее значение эдс

$$E = \frac{E_m}{\sqrt{2}} = \frac{2\pi}{\sqrt{2} \cdot 60} w_\phi p k_{об} n\Phi_n. \quad (10.3)$$

Обозначив  $\frac{2\pi}{\sqrt{2} \cdot 60} w_\phi p k_{об} = c_e$  (постоянная величина для синхронной машины), получают

$$E = c_e n\Phi_n.$$

Электродвижущая сила синхронного генератора должна обладать неизменной частотой  $f$ , что обеспечивается условием  $n = \text{const}$ . Таким образом, регулирование напряжения (эдс) осуществляют только изменением магнитного потока  $\Phi_n$ , т. е. изменением тока в обмотке возбуждения. Как отмечалось выше (см. гл. 8), частота индуцируемой эдс  $f = pn/60$ . Следовательно, выражение (10.3) может быть представлено как

$$E = 4,44 w_\phi f \Phi_n k_{об}.$$

#### § 10.2. РАБОТА СИНХРОННОЙ МАШИНЫ В РЕЖИМЕ АВТОНОМНОГО ГЕНЕРАТОРА. РЕАКЦИЯ ЯКОРЯ. ХАРАКТЕРИСТИКИ ГЕНЕРАТОРА

При подключении нагрузки  $Z_n$  к синхронному генератору (рис. 10.3) в фазах обмотки статора (якоря) возникает ток, который

обуславливает появление мдс, вызывающей магнитный поток статора (якоря). Этот поток, созданный трехфазной системой токов, представляет (по аналогии с асинхронным двигателем) вращающееся магнитное поле. Его северные полюсы захватывают южные полюсы ротора, а южные — северные. Таким образом ротор вращается синхронно с магнитным полем. Если в автономном режиме работы синхронного генератора изменить скорость вращения ротора, то изменится частота индуцируемой эдс, а следовательно, и частота вращения магнитного поля обмотки статора.

Однако синхронность вращения магнитного поля якоря и ротора сохранится. Взаимодействие магнитного потока якоря с магнитным потоком индуктора называют реакцией якоря.

Реакция якоря зависит от характера нагрузки (активная, реактивная). Рассматривают три вида нагрузки: активную, индуктивную и емкостную.

При активной нагрузке  $R$  сдвиг фаз (угол  $\varphi$ ) между током нагрузки и питающим ее напряжением равен нулю. Пренебрегая падением напряжения в обмотке якоря, т. е. полагая, что напряжение генератора равно его эдс ( $E \approx U$ ), рассмотрим взаимодействие магнитных потоков индуктора  $\Phi_n$  и якоря  $\Phi_a$ . Если выбрать момент времени  $t_0$ , когда ток нагрузки имеет максимальное значение (при этом наиболее интенсивно выражена реакция якоря), то с учетом  $\varphi = 0$  эдс в обмотке якоря также будет иметь максимальное значение. В этом случае ось магнитного полюса индуктора совпадает с плоскостью обмотки рассматриваемой фазы  $A$  (рис. 10.4, а). Из рисунка видно, что под правой стороной северного и под левой стороной южного полюсов индуктора результирующий магнитный поток от воздействия магнитного потока якоря возрастает, а под противоположными сторонами полюсов — уменьшается. Возникает так называемая поперечная составляющая реакции якоря. Ось результирующего магнитного потока  $\Phi_{рез}$  синхронного генератора поворачивается на угол  $\theta$  в сторону, противоположную вращению индуктора. Чем больше ток нагрузки, тем больше угол  $\theta$ . Увеличение угла  $\theta$  (тока нагрузки) сопровождается увеличением нагрузочного момента на валу первичного двигателя, так как магнитные полюса потоков будут взаимно притягиваться. Активная нагрузка приводит к искажению результирующего магнитного поля.

При индуктивной нагрузке  $L$  сдвиг фаз (угол  $\varphi$ ) между током

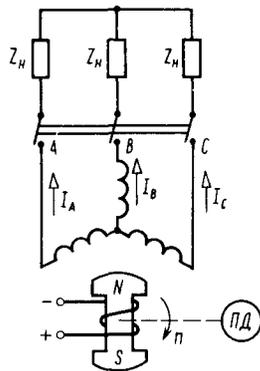


Рис. 10.3. Схема синхронной машины при работе в режиме автономного генератора

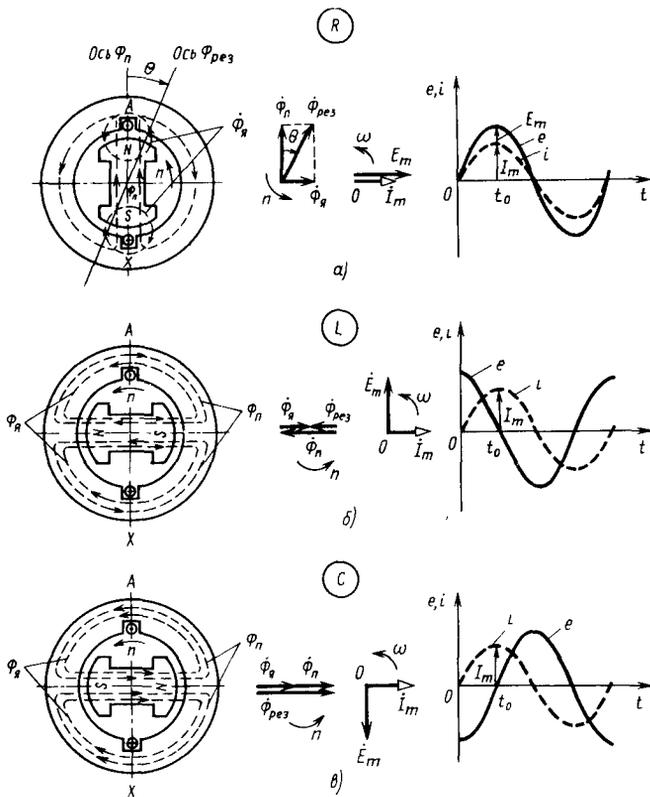


Рис. 10.4. Реакция якоря при подключении к синхронному генератору активной (а), индуктивной (б) и емкостной (в) нагрузки

нагрузки и питающим ее напряжением равен  $90^\circ$ . Напряжение опережает по фазе ток на  $90^\circ$ . В момент времени  $t_0$  ток нагрузки имеет максимальное значение, а эдс равна нулю. В этом случае ось магнитного полюса индуктора перпендикулярна плоскости обмотки фазы А (рис. 10.4, б). Из рис. 10.4, б видно, что магнитный поток  $\Phi_n$  якоря направлен навстречу магнитному потоку  $\Phi_n$  индуктора.

Следовательно, происходит размагничивание и результирующий магнитный поток  $\Phi_{рез}$  будет меньше магнитного потока  $\Phi_n$ , создаваемого индуктором. Таким образом, индуктивная нагрузка создает размагничивающую составляющую реакции якоря, называемую продольной. При этой составляющей оси магнитных потоков совпадают, угол  $\theta=0$  и нагрузка на валу первичного двигателя не возникает.

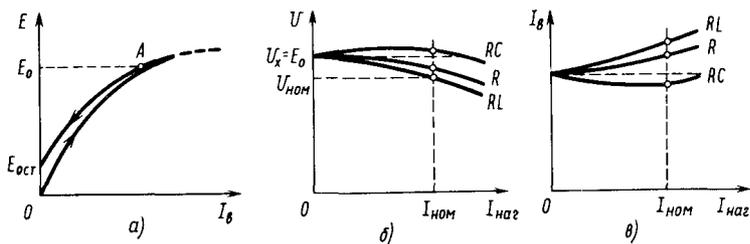


Рис. 10.5. Характеристики синхронного генератора:  
 а — холостого хода; б — внешняя; в — регулировочная

При емкостной нагрузке  $C$  сдвиг фаз, как при индуктивной нагрузке, равен  $90^\circ$ , но в этом случае напряжение отстает по фазе на  $90^\circ$ . В момент времени  $t_0$  ток нагрузки имеет максимальное значение, а эдс равна нулю. В этом случае, как и в предыдущем, ось магнитного полюса индуктора перпендикулярна плоскости обмотки фазы  $A$  (рис. 10.4, в), но положение полюсов индуктора изменилось. Поэтому результирующий магнитный поток  $\Phi_{рез}$  будет складываться из магнитного потока  $\Phi_n$  индуктора и магнитного потока  $\Phi_j$  якоря. Следовательно, емкостная нагрузка создает намагничивающую (продольную) составляющую реакции якоря, и результирующий магнитный поток  $\Phi_{рез}$  будет больше магнитного потока  $\Phi_n$  индуктора.

При смешанных нагрузках,  $RL$  или  $RC$ , реакция якоря имеет две составляющие — продольную и поперечную.

**Основные характеристики синхронного генератора.** К ним относятся характеристика холостого хода, внешняя и регулировочная характеристики.

*Характеристика холостого хода* — зависимость эдс генератора от тока возбуждения:  $E = f(I_f)$  — снимается при отсутствии нагрузки ( $I_{наг} = 0$ ) и постоянной частоте вращения индуктора ( $n_{ном} = const$ ).

По этой характеристике (рис. 10.5, а), напоминающей кривую намагничивания ферромагнитного материала, можно определить порядок напряжения, на которое рассчитан данный генератор. Для этого на колене характеристики (переходе в область магнитного насыщения) выбирают точку ( $A$ ) и для нее определяют индуцируемую эдс  $E_0$ . На рис. 10.5, а показаны две ветви характеристики: одна получена при увеличении тока возбуждения (намагничивании индуктора) при условии, что магнитопровод синхронной машины не был намагничен, а вторая — при уменьшении тока возбуждения (размагничивании индуктора). Электродвижущая сила  $E_{ост}$  создается оста-

точным магнитным потоком индуктора при  $I_a = 0$  за счет гистерезиса ферромагнитных материалов.

*Внешняя характеристика* — зависимость напряжения генератора от тока нагрузки:  $U = f(I_{\text{наг}})$  — снимается при постоянной частоте вращения ( $n_{\text{ном}} = \text{const}$ ) и неизменном токе возбуждения ( $I_a = \text{const}$ ) (рис. 10.5, б). Эта характеристика показывает степень стабильности напряжения генератора при изменении нагрузки. Различия в характеристиках, приведенных на рис. 10.5, б, определяется влиянием реакции якоря, зависящей от характера нагрузки ( $R$  — активной резистивной),  $RL$  — активно-индуктивной,  $RC$  — активно-емкостной). Кривой  $R$  соответствует  $\cos \varphi = 1$ , кривым  $RL$  и  $RC$  —  $\cos \varphi < 1$ .

Для генератора стабильность напряжения определяют потерей напряжения при номинальной нагрузке

$$\Delta U_{\text{ном}} (\%) = \frac{U_x - U_{\text{ном}}}{U_x} 100,$$

где  $U_x$  — напряжение холостого хода.

*Регулировочная характеристика* — зависимость тока возбуждения от тока нагрузки:  $I_a = f(I_{\text{наг}})$  — снимается при постоянной частоте вращения ( $n_{\text{ном}} = \text{const}$ ) и неизменном напряжении якоря ( $U = \text{const}$ ) (рис. 10.5, в). Эта характеристика показывает, как надо изменять ток возбуждения  $I_a$  для обеспечения постоянства напряжения  $U = \text{const}$ . При снятии характеристики необходимо соблюдать условие  $\cos \varphi = \text{const}$ .

### § 10.3. СХЕМА ЗАМЕЩЕНИЯ ФАЗЫ ОБМОТКИ ЯКОРЯ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА. МОЩНОСТЬ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ МОМЕНТ

Обмотка одной фазы якоря может быть представлена активным двухполюсником (рис. 10.6, а), эдс  $E_0$  которого — эдс холостого хода, а сопротивление содержит активную и индуктивную составляющие. К этому двухполюснику подключена нагрузка  $Z_n$ . Согласно второму закону Кирхгофа,

$$\dot{E}_0 = \dot{U}_\phi + R_a \dot{I}_{\text{наг}} + jX_a \dot{I}_{\text{наг}},$$

где  $\dot{U}_\phi$  — напряжение фазы обмотки якоря;  $R_a$  и  $X_a$  — активное и индуктивное сопротивления фазы обмотки якоря.

Электрическая мощность генератора, передаваемая в нагрузку,  $P = m U_\phi I_{\text{наг}} \cos \varphi$ , где  $m$  — число фаз якоря.

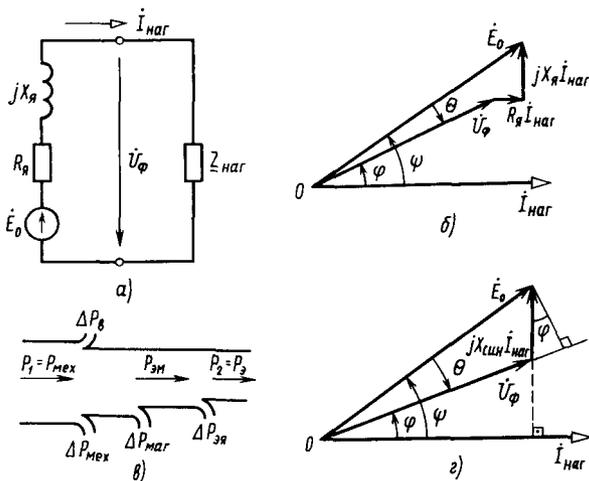


Рис. 10.6. Схема замещения (а), векторные диаграммы фазы якоря синхронного генератора (б, в) и его энергетическая диаграмма (г)

Мощность электрических потерь энергии в обмотках  $P_{э, я} = mR_{я}I_{яг}^2$ .

Электромагнитная мощность, передаваемая в якорь синхронного генератора,  $P_{эм} = P + P_{э, я} = mI_{яг}(U_{\phi} \cos \varphi + R_{я}I_{яг})$ .

Из векторной диаграммы (рис. 10.6, б) следует, что  $U_{\phi} \cos \varphi + R_{я}I_{яг} = E_0 \cos \psi$ . Тогда электромагнитная мощность

$$P_{эм} = mI_{яг}E_0 \cos \psi.$$

Рассмотрим энергетические процессы преобразования механической энергии в электрическую. При работе синхронной машины в режиме генератора первичный двигатель развивает мощность  $P_1 = P_{мех}$ , которая благодаря электромагнитным процессам преобразуется в электрическую мощность  $P_2 = P_э$ . Кроме того, часть механической мощности преобразуется в энергию для питания обмотки возбуждения. Эту энергию вырабатывает генератор возбуждения, являющийся генератором постоянного тока, размещаемым на валу ротора синхронной машины. В процессе преобразования механической энергии в электрическую возникают потери:

электрические (в обмотках якоря и возбуждения), мощность которых  $\Delta P_{эя} = R_{я}I_{я}^2$  и  $\Delta P_{эв} = R_{в}I_{в}^2$ ,

магнитные (в якоре) мощностью  $\Delta P_{маг}$ , обусловленные гистерезисом и вихревыми токами;

механические — на трение и вентиляцию, мощность которых  $\Delta P_{\text{мех}}$ .

На рис. 10.6, в приведена энергетическая диаграмма синхронного генератора.

При взаимодействии магнитных полей якоря и индуктора возникает электромагнитный момент

$$M_{\text{эм}} = \frac{P_{\text{эм}}}{\Omega_0} = \frac{m}{\Omega_0} E_0 I_{\text{яг}} \cos \psi, \quad (10.4)$$

где  $\Omega_0 = 2\pi n_0/60$ .

У синхронных машин активное сопротивление обмотки якоря  $R_a$  во много раз меньше ее индуктивного сопротивления  $X_a$ . Пренебрегая  $R_a \approx 0$  и обозначив индуктивное сопротивление через  $X_{\text{сйн}}$ , строят упрощенную векторную диаграмму (рис. 10.6, з).

Спроецировав эдс  $E_0$  на направление вектора  $U_\phi$ , записывают равенства

$$\begin{aligned} E_0 \cos \psi &= U_\phi \cos \varphi, \\ X_{\text{сйн}} I_{\text{яг}} \cos \varphi &= E_0 \sin \theta. \end{aligned}$$

Отсюда

$$\cos \psi = \frac{U_\phi \cos \varphi}{E_0}, \quad \cos \varphi = \frac{E_0 \sin \theta}{X_{\text{сйн}} I_{\text{яг}}}. \quad (10.5)$$

Совместное решение (10.4) и (10.5) дает

$$M_{\text{эм}} = \frac{m}{\Omega_0} \frac{E_0 U_\phi}{X_{\text{сйн}}} \sin \theta. \quad (10.6)$$

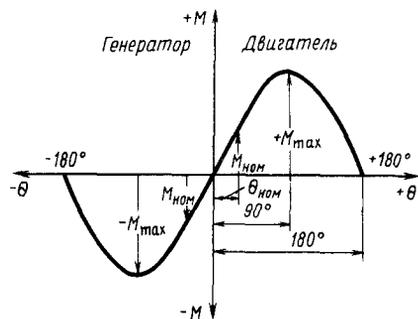


Рис. 10.7. Характеристика электромагнитного момента синхронной машины

Как показывает выражение (10.6), электромагнитный момент  $M_{\text{эм}}$  синхронной машины прямо пропорционален  $\sin \theta$  — синусу угла между осями магнитного потока индуктора и вращающегося магнитного потока якоря.

В генераторном режиме работы синхронной машины электромагнитный момент является тормозящим, в двигательном режиме — вращающим. На рис. 10.7

показана зависимость  $M=f(\theta)$  для генераторного и двигательного режимов. Максимальный момент  $M_{\max}$  определяет перегрузочную способность синхронной машины. При увеличении нагрузочного момента больше  $M_{\max}$  синхронная машина выпадает из синхронизма. Рабочий диапазон изменения угла  $\theta$  составляет  $0-30^\circ$ ; а превышение нагрузки сверх номинальной может происходить только кратковременно.

#### § 10.4. ПОДКЛЮЧЕНИЕ ТРЕХФАЗНОЙ СИНХРОННОЙ МАШИНЫ К ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СЕТИ

Подключение синхронной машины к электрической сети осуществляется как для параллельной работы генераторов, так и для работы синхронной машины в качестве двигателя. Рассмотрим условие подключения синхронной машины к сети независимо от режима ее работы (рис. 10.8, а). Исходными данными для сети являются напряжение  $U_{\text{сети}}$  и частота  $f_{\text{сети}}$ , а для синхронной машины — эдс  $E_{\text{см}}$  и ее частота  $f_{\text{см}}$ .

Условие подключения синхронной машины к сети — отсутствие тока в фазах обмотки якоря в момент замыкания рубильника. Это возможно только в случае, когда  $\dot{U}_{\text{сети}} = \dot{E}_{\text{см}}$ , т. е.  $\dot{U}_{\text{сети}} - \dot{E}_{\text{см}} = 0$ . Разогнав первичный двигатель (ПД) до номинальной частоты вращения  $n_{\text{ном}}$  и изменяя ток возбуждения, устанавливают величину эдс

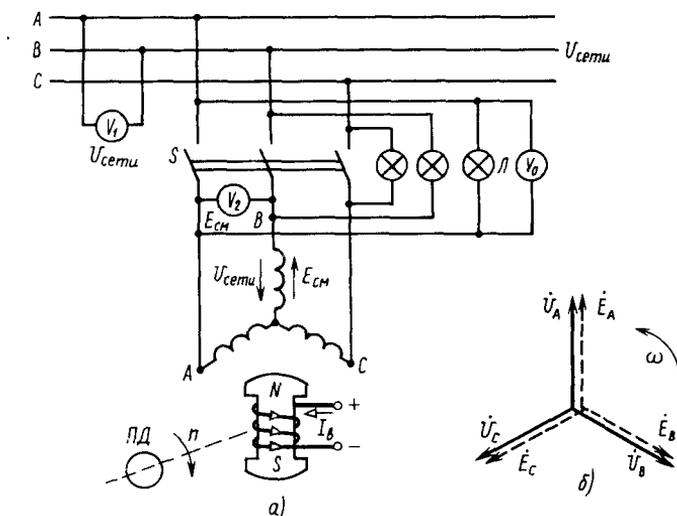


Рис. 10.8. Схема подключения синхронной машины к электрической сети (а) и векторная диаграмма эдс и напряжений в момент включения (б)

$E_{cm}$  равной напряжению  $U_{сетя}$ . Электродвижущая сила в момент замыкания рубильника должна находиться в фазе с напряжением  $U_{сетя}$  (рис. 10.8, б). Тогда в фазах обмотки якоря эдс синхронной машины и напряжение сети будут направлены навстречу и уравнительный ток включения в обмотке якоря

$$I_{ур} = (\dot{U}_{сетя} - \dot{E}_{cm}) / \underline{Z}_я = 0,$$

где  $\underline{Z}_я$  — сопротивление фазы обмотки якоря синхронной машины.

На практике уловить этот момент довольно трудно, так как частота эдс синхронной машины нестабильна, поскольку первичный двигатель не может поддерживать неизменной частоту вращения  $n$ . При увеличении частоты вращения индуктора увеличивается частота  $f_{cm}$  индуцируемой эдс, при уменьшении частоты вращения индуктора частота  $f_{cm}$  уменьшается. При этом напряжение, измеряемое вольтметром  $V_0$ , изменяется в пределах  $(\dot{U}_{сетя} - \dot{E}_{cm}) - (\dot{U}_{сетя} + \dot{E}_{cm})$ . Звезда векторов, изображающих эдс синхронной машины (см. рис. 10.8, б) при  $f_{cm} \neq f_{сетя}$ , вращается относительно звезды векторов, изображающих напряжения сети. Векторы напряжений  $\dot{U}_A$ ,  $\dot{U}_B$  и  $\dot{U}_C$  вращаются с частотой  $\omega_{сетя} = 2\pi f_{сетя}$ , а векторы эдс  $\dot{E}_A$ ,  $\dot{E}_B$  и  $\dot{E}_C$  вращаются с частотой  $\omega_{cm} = 2\pi f_{cm}$ .

Для подключения синхронной машины к сети необходимо произвести синхронизацию эдс и напряжения сети. Для этого существуют синхронизирующие устройства, называемые синхроноскопами. В простейшем синхроноскопе используются три лампы накаливания, которые могут включаться по двум схемам: на одновременное загорание и погасание (рис. 10.8, а) и на поочередное.

Лампы, включенные в разомкнутые цепи рубильника  $S$ , находятся под тем же напряжением, что и вольтметр  $V_0$ . Следовательно, они периодически загораются и гаснут. Чем ближе частота эдс синхронной машины к частоте сети, тем медленнее загораются и гаснут лампы. Стрелка вольтметра  $V_0$  магнитоэлектрической системы отклоняется влево и вправо относительно нуля, расположенного в центре шкалы. По скорости загорания и погасания ламп регулируют частоту вращения индуктора ПД, добиваясь совпадения частот сети и синхронной машины.

Включение рубильника  $S$  производится в тот момент, когда вольтметр  $V_0$  показывает нуль, а лампочки полностью погасли. При этом в момент замыкания рубильника ток в обмотках якоря будет равен нулю. На рис. 10.9, а показана векторная диаграмма в момент подключения синхронной машины к сети.

Рассмотрим, при каких условиях возникает ток в обмотках якоря синхронной машины, подключенной к сети. Для этого, сохраняя (за счет постоянной частоты вращения первичного двигателя) фазовое совпадение величин  $U_{\text{сети}}$  и  $E_{\text{см}}$ , изменяют значение эдс  $E_{\text{см}}$  регулированием тока возбуждения  $I_f$  индуктора. В результате нарушится равенство  $\dot{U}_{\text{сети}} + (-\dot{E}_{\text{см}}) = 0$  и в обмотках якоря возникнет ток  $I$ , который при  $R_{\text{я}} \ll X_{\text{син}}$  будет равен

$$I_{\text{ур}} = (\dot{U}_{\text{сети}} - \dot{E}_{\text{см}}) / (jX_{\text{син}}).$$

На рис. 10.9, б показана векторная диаграмма при  $\dot{E}_{\text{см}} > \dot{U}_{\text{сети}}$ . Для большей наглядности при ее построении вводят  $\dot{U}_{\text{сети}} - \dot{E}_{\text{см}} = \dot{U}_{\text{сети}} + (-\dot{E}_{\text{см}}) = \Delta\dot{U}$ . В этом случае ток  $I$ , создаваемый напряжением  $\Delta U$ , отстает от него по фазе на угол  $90^\circ$ , что обусловлено индуктивным характером сопротивления  $X_{\text{син}}$  ( $R_{\text{я}} \approx 0$ ) обмоток якоря. Для напряжения сети этот ток является опережающим по фазе на  $90^\circ$ . Следовательно, относительно сети синхронная машина в данном случае является реактивной нагрузкой емкостного характера и может рассматриваться как генератор реактивной мощности.

На рис. 10.9, в показана векторная диаграмма при  $E_{\text{см}} < U_{\text{сети}}$ . Возникающий в обмотках якоря ток  $I$  отстает по фазе от напряжения  $\Delta U$  на угол  $90^\circ$ . Этот ток отстает по фазе и от напряжения сети на  $90^\circ$ . Следовательно, в этом случае синхронная машина относительно сети является индуктивной нагрузкой. Таким образом, изменением тока возбуждения можно регулировать только реактивную составляющую тока якоря, т. е. реактивную мощность.

Появление тока в фазах  $A, B, C$  якорной обмотки создает вращающееся магнитное поле (см. гл. 8), которое захватывает полюсы индуктора, и индуктор начинает вращаться синхронно с вращающимся магнитным полем якоря со скоростью  $n_0 = \frac{60f_{\text{сети}}}{p}$ .

Рассмотренные случаи возникновения тока в обмотках якоря синхронной машины показывают, что активная мощность в элект-

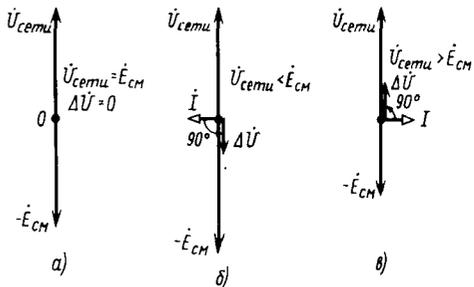


Рис. 10.9. Упрощенные векторные диаграммы синхронной машины, подключенной к сети, при различных значениях ее эдс:  
 а —  $U_{\text{сети}} = E_{\text{см}}$ ; б —  $U_{\text{сети}} < E_{\text{см}}$ ;  
 в —  $U_{\text{сети}} > E_{\text{см}}$

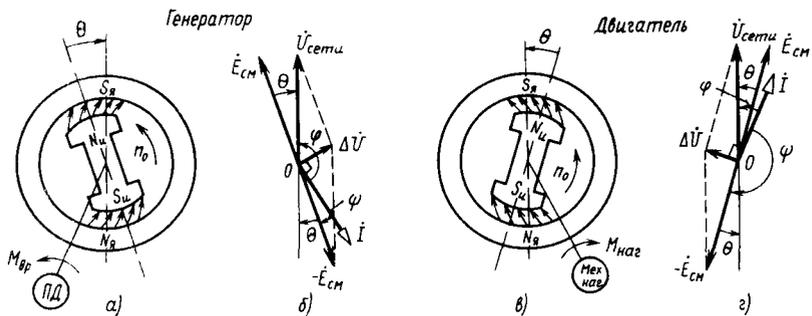


Рис. 10.10. Объяснение работы синхронной машины в генераторном (а, б) и двигательном (в, г) режимах

рической машине не возникает, а энергия не потребляется из сети и не передается в сеть. Очевидно, что для соания активной мощности необходимы дополнительные условия. Это — увеличение вращающего момента  $M_{вр}$  первичного двигателя (ПД) или появление тормозного момента (механическая нагрузка)  $M_{наг}$  на валу ротора синхронной машины. При увеличении вращающего момента  $M_{вр}$  ПД ротор (индуктор) синхронной машины стремится увеличить частоту вращения  $n_0$ , но его удерживает вращающееся магнитное поле якоря, частота вращения  $n_0$  которого измениться не может, так как частота  $f_{сет}$  = const. Поэтому происходит угловое смещение между осями магнитных полей индуктора и якоря. Ось магнитного поля индуктора сместится относительно оси вращающегося поля якоря на угол  $\theta$  (в направлении вращения индуктора), что показано на рис. 10.10, а. Векторная диаграмма синхронной машины для этого состояния приведена на рис. 10.10, б.

Мощность синхронной машины относительно сети

$$P = mU_{сет} I \cos \varphi. \quad (10.7)$$

Поскольку угол  $\varphi > 90^\circ$ , мощность имеет отрицательное значение. Это означает что синхронная машина не потребляет энергию из сети, а отдает ее в сеть, т. е. работает в режиме генератора. Из сказанного выше вытекает, что синхронная машина начинает работать в качестве генератора (вырабатывать электрическую энергию и передавать в сеть) только при увеличении (начиная от холостого хода) вращающего момента первичного двигателя (увеличением подачи пара, воды, топлива).

При отключении первичного двигателя от энергопитания двигатель переходит в механическую нагрузку и создает нагрузочный тормозной момент, который начинает тормозить вращение ротора. Однако вращающееся магнитное поле якоря удерживает магнитные полюсы индуктора и ротор продолжает вращаться с синхронной

частотой вращения  $n_0$ . Под действием нагрузочного момента ось магнитного поля индуктора сместится в сторону, противоположную вращению ротора, на угол  $\theta$  (рис. 10.10, *в*). Векторная диаграмма синхронной машины для данного режима приведена на рис. 10.10, *г*. В этом случае мощность синхронной машины относительно сети, определяемая выражением (10.7), с учетом того, что угол  $\varphi < 90^\circ$ , имеет положительное значение. Следовательно, синхронная машина потребляет энергию из сети, т. е. работает в режиме двигателя.

### § 10.5. СИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ

На рис. 10.11, *а* показана схема замещения одной фазы синхронного двигателя, а на рис. 10.11, *б* — его векторная диаграмма, на которой  $\dot{U}_{\text{сети}} = \dot{E}_0 + jX_{\text{син}}\dot{I}$ .

Электромагнитная мощность двигателя  $P_{\text{эм}} = mU_{\text{сети}}I \cos \varphi = = mE_0I \cos \psi$ .

Электромагнитный момент

$$M_{\text{эм}} = \frac{P_{\text{эм}}}{\Omega_0} = \frac{m}{\Omega_0} U_{\text{сети}}I \cos \varphi = \frac{m}{\Omega_0} E_0I \cos \psi. \quad (10.8)$$

Из векторной диаграммы получают  $X_{\text{син}}I \cos \psi = U_{\text{сети}} \sin \theta$ . Тогда

$$\cos \psi = \frac{U_{\text{сети}}}{X_{\text{син}}I} \sin \theta. \quad (10.9)$$

Подставляя значение  $\cos \psi$  из (10.9) в (10.8), при  $m=3$  (для трехфазного двигателя) получают

$$M_{\text{эм}} = \frac{3}{\Omega_0} \frac{E_0 U_{\text{сети}}}{X_{\text{син}}} \sin \theta. \quad (10.10)$$

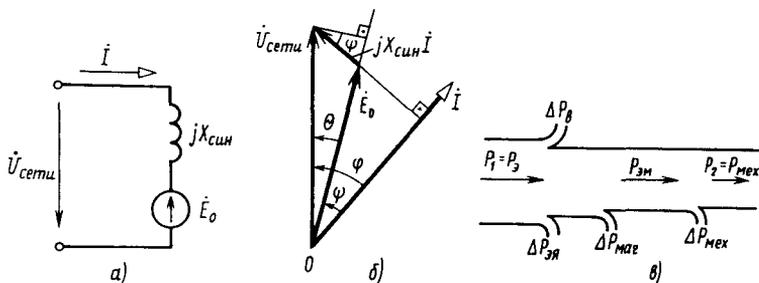


Рис. 10.11. Схема замещения (*а*), векторная диаграмма фазы якоря синхронного двигателя (*б*) и его энергетическая диаграмма (*в*)

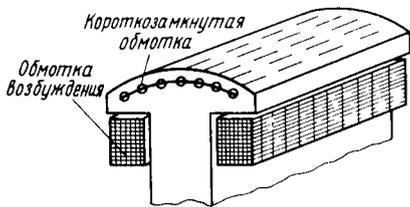


Рис. 10.12. Размещение пусковой короткозамкнутой обмотки в полюсе индуктора синхронного двигателя

Зависимость момента  $M_{эм}$  от угла  $\theta$  показана на рис. 10.7.

Синхронный двигатель обладает свойством саморегулирования, т. е. при изменении нагрузки на валу он изменяет электромагнитный момент. При уменьшении нагрузки уменьшается угол  $\theta$  и, как показывает (10.10), уменьшается электромагнитный момент  $M_{эм}$ , развиваемый двигателем.

Следовательно, уменьшается и мощность  $P_{эм}$ , и двигатель начинает потреблять из сети меньше электроэнергии. При увеличении нагрузки на валу двигателя угол  $\theta$  увеличивается и возрастает электромагнитный момент  $M_{эм}$ , развиваемый двигателем. При этом увеличивается мощность  $P_{эм}$  и двигатель начинает потреблять из сети больше электроэнергии.

Энергетическая диаграмма синхронного двигателя представлена на рис. 10.11, в.

Для подключения синхронного двигателя к сети способом, указанным в § 10.5, необходимо иметь двигатель для его разгона и синхронизирующее устройство. Если же обмотку статора подключить к сети в тот момент, когда ротор неподвижен, а в обмотке возбуждения ток  $I_v$ , ротор не придет во вращение, так как мгновенно возникающее вращающееся магнитное поле статора не сможет преодолеть инерцию ротора и не будет успевать сцепляться с его неподвижными магнитными полюсами. Возникает аварийный режим — в обмотках статора появляется ток короткого замыкания.

Для разгона синхронного двигателя применяется так называемый асинхронный пуск. Для этого на роторе синхронного двигателя размещается короткозамкнутая обмотка (как в асинхронных двигателях). На рис. 10.12 показан полюс индуктора синхронного двигателя, в который помещены стержни короткозамкнутой обмотки. Пуск двигателя осуществляется в такой последовательности. Обмотка возбуждения отключается от источника питания постоянного тока и замыкается на пусковой реостат, сопротивление  $R_{пр}$  которого значительно превышает сопротивление  $R_{ов}$  обмотки возбуждения:  $R_{пр} = (8 \dots 10) R_{ов}$ . Оставлять разомкнутой обмотку возбуждения нельзя, так как в момент пуска в ней будет индуцироваться большая эдс, опасная не только для изоляции обмотки, но и для обслуживающего персонала.

Статорная обмотка (обмотка якоря) подключается к напряжению питающей сети. Возникающее при этом вращающееся магнит-

ное поле начинает разгонять двигатель, который работает как асинхронный. Когда двигатель разгонится до скорости вращения, близкой к синхронной  $n_0$ , обмотку возбуждения отключают от пускового реостата и подключают к источнику питания постоянного тока. Появившийся ток возбуждения  $I_f$  создает магнитный поток индуктора, который захватывается вращающимся полем статора, и двигатель втягивается в синхронизм.

### § 10.6. РЕГУЛИРОВАНИЕ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Реактивная мощность синхронной машины как по характеру, так и по величине зависит от тока возбуждения. В § 10.5 было показано, что реактивный ток синхронной машины при увеличении тока возбуждения опережает напряжение сети, а при уменьшении тока возбуждения — отстает (см. рис. 10.9).

Рассмотрим упрощенную векторную диаграмму асинхронного двигателя, изображенную на рис. 10.13, а. Для значения эдс  $E_1$  синхронного двигателя ток  $I$  обмотки якоря отстает по фазе от напряжения  $\Delta U_1$  на угол  $90^\circ$ , а от напряжения  $U_{\text{сети}}$  — на угол  $\varphi_1$ . Строят

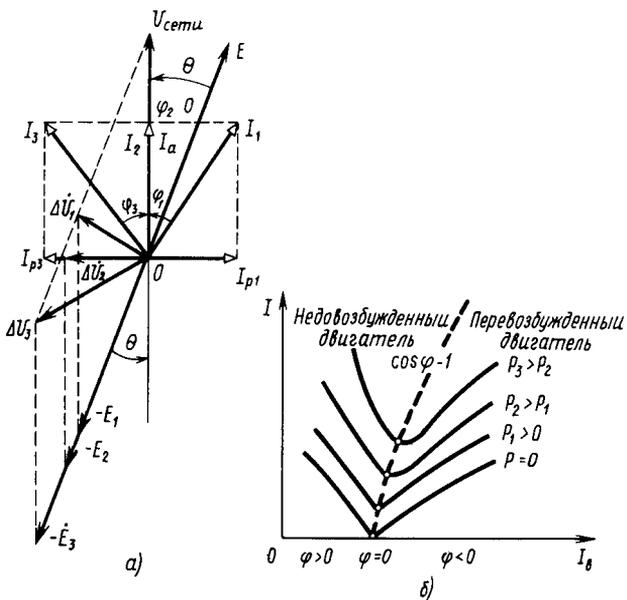


Рис. 10.13. Векторная диаграмма (а) и U-образные характеристики синхронного двигателя при изменении тока возбуждения (б)

составляющие тока:  $I_a$  и  $I_{p1}$ . Реактивная составляющая  $I_{p1}$  тока отстает по фазе от напряжения  $\dot{U}_{\text{сети}}$  на  $90^\circ$ , что указывает на ее индуктивный характер. В данном случае двигатель для сети является активно-индуктивной нагрузкой ( $RL$ ).

Не изменяя механической нагрузки двигателя ( $I_a = \text{const}$ ), увеличивают ток возбуждения до значения, при котором в двигателе будет индуцироваться эдс  $\dot{E}_2$ . Строят на диаграмме векторы напряжения  $\Delta \dot{U}_2$  и тока  $\dot{I}_2$ , получают, что ток  $I_2$  совпадает по фазе с напряжением  $\dot{U}_{\text{сети}}$  (с активной составляющей  $I_a$  тока двигателя), т. е. не имеет реактивной составляющей. В данном случае двигатель для сети является только активной нагрузкой ( $R$ ).

Диапазон регулирования тока возбуждения, при котором эдс увеличивается до значения  $\dot{E}_2$ , соответствует  $\cos \varphi < 1$  при индуктивном характере тока. При эдс, равной  $\dot{E}_2$ ,  $\cos \varphi = 1$ . Продолжая увеличивать ток возбуждения, доведем эдс до значения  $\dot{E}_3$ . В этом случае напряжение  $\Delta \dot{U}_3$  создает ток  $\dot{I}_3$ , опережающий напряжение сети на угол  $\varphi_3$ . Реактивная составляющая  $I_{p3}$  тока опережает напряжение  $\dot{U}_{\text{сети}}$  на угол  $90^\circ$ , что указывает на емкостный характер нагрузки. В данном случае двигатель для сети представляет активно-емкостную нагрузку ( $RC$ ).

Диапазон регулирования тока возбуждения, при котором эдс увеличивается от значения  $\dot{E}_2$  до значения  $\dot{E}_3$ , соответствует  $\cos \varphi < 1$ , но при емкостном характере тока.

Следует подчеркнуть, что изменение тока возбуждения не оказывает влияния на активную мощность, которая зависит только от механической нагрузки на валу двигателя. Отсюда вытекает одно из важнейших свойств синхронного двигателя — возможность одновременно работать в двух режимах: двигателя и генератора реактивной мощности, что широко используется для улучшения коэффициента мощности  $\cos \varphi$  в энергосистемах. В некоторых случаях синхронные машины используют только в качестве синхронных компенсаторов (генераторов реактивной мощности).

На рис. 10.13, б приведены зависимости тока двигателя от тока возбуждения:  $I = f(I_a)$ , которые называют *U-образными характеристиками*.

## § 10.7. СИНХРОННЫЕ МИКРОДВИГАТЕЛИ

**Двигатель с постоянными магнитами** отличается от обычного синхронного двигателя отсутствием обмотки возбуждения на полюсах индуктора и наличием полюсов в виде постоянных магнитов.

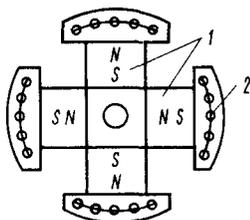


Рис. 10.14. Устройство ротора двигателя с постоянными магнитами.

1 — постоянные магниты; 2 — короткозамкнутая обмотка (пусковая)

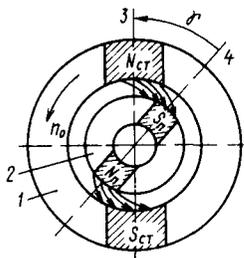


Рис. 10.15. Принципиальная схема устройства гистерезисного двигателя:

1 — статор, 2 — ротор, 3 — ось магнитного поля статора, 4 — ось магнитного поля ротора

В пазах полюсных наконечников индуктора размещаются стержни короткозамкнутой пусковой обмотки, предназначенной для асинхронного разгона двигателя. При достижении ротором частоты вращения  $n$ , близкой к частоте вращения  $n_0$  вращающегося магнитного поля, двигатель втягивается в синхронизм. На рис. 10.14 приведена принципиальная схема устройства ротора такого двигателя.

Гистерезисный двигатель имеет ротор, представляющий собой цилиндр из магнитотвердого материала, имеющего широкую петлю гистерезиса. В некоторых случаях ротор набирается из нескольких колец — шайб. У гистерезисных двигателей может быть два исполнения, различающихся расположением ротора. Например, для гироскопических систем ротором является внешняя часть двигателя, а вращающееся магнитное поле создается неподвижной внутренней частью двигателя.

Принцип действия гистерезисного двигателя заключается в следующем. Под действием магнитного поля  $\Phi_{ст}$  статора в роторе образуются магнитные полюсы. При вращении поля  $\Phi_{ст}$  между ним и магнитным полем  $\Phi_{р}$ , образовавшимся в роторе магнитных полюсов, появляется пространственный сдвиг, обусловленный запаздыванием в магнитной переориентации элементарных частиц материала ротора. Ось магнитного потока  $\Phi_{р}$  отстает от оси вращающегося магнитного потока  $\Phi_{ст}$  на угол  $\gamma$  гистерезисного запаздывания (рис. 10.15). При взаимодействии магнитных потоков  $\Phi_{р}$  и  $\Phi_{ст}$  возникают электромагнитные силы, стремящиеся совместить оси этих потоков. Гистерезисный двигатель развивает электромагнитный

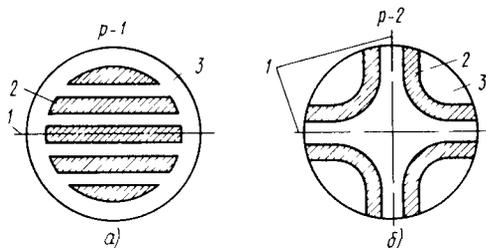


Рис. 10.16. Принципиальные схемы двухполюсного (а) и четырехполюсного (б) роторов реактивного двигателя:

1 — ось наименьшего магнитного сопротивления, 2 — пакеты листовой электротехнической стали, 3 — ферромагнитный материал

момент  $M_{эм} = k\Phi_{ст}\Phi_{п} \sin \gamma$ , где  $k$  — коэффициент пропорциональности.

Под действием электромагнитных сил ротор начинает двигаться в сторону вращения магнитного поля  $\Phi_{ст}$ , постоянно увеличивая частоту вращения  $n$ . В процессе разгона ферромагнитный материал ротора перемагничивается и его полюсы перемещаются по поверхности ротора в сторону вращения магнитного поля статора, а частота вращения ротора приближается к частоте вращения  $n_0$  поля статора. При выравнивании указанных частот вращения наведение магнитных полюсов ротора стабилизируется и двигатель начинает работать как синхронный с магнитным возбуждением. На рис. 10.15 показана модель синхронного гистерезисного микродвигателя.

Реактивный двигатель имеет ротор, выполняемый в виде секционированного магнитопровода, обладающего различным магнитным сопротивлением в радиальном направлении (вдоль поперечной и продольной осей). Синхронный вращающий момент реактивного двигателя создается без собственного магнитного поля ротора. Для этого ротор выполняют из пакетов электротехнической стали, залитых алюминием (рис. 10.16). Такой ротор обладает наименьшим магнитным сопротивлением вдоль оси, совпадающей с направлением пакетов стали (продольная ось 1 на рис. 10.16, а, б).

При подключении напряжения к статорной обмотке возникает вращающееся магнитное поле с синхронной частотой вращения  $n_0$  и начинается асинхронный разгон ротора, частота вращения которого приближается к частоте  $n_0$ .

При отсутствии нагрузки на валу двигателя вращающийся магнитный поток, пронизывая пакеты листовой электротехнической стали в продольном направлении (вдоль оси 1), захватывает ротор. Последний под действием сил вращающегося магнитного поля займет такое положение, при котором продольные оси 1 совпадут

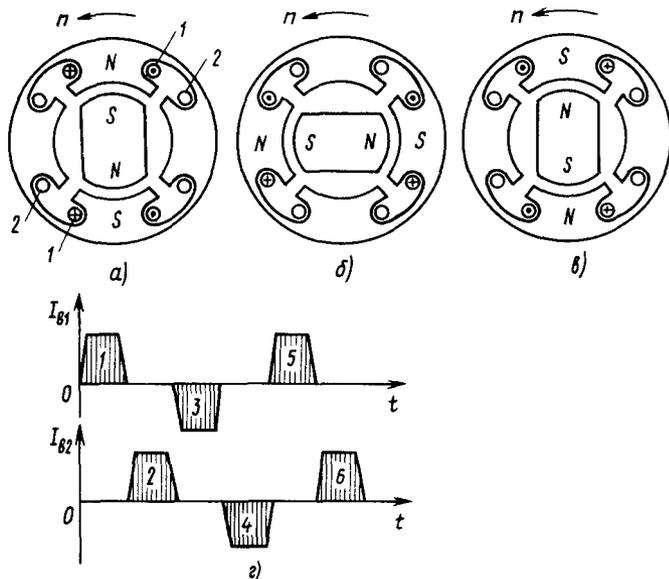


Рис. 10.17. К объяснению работы шагового (импульсного) двигателя:  
*a, б, в* — положения ротора при подаче импульсов тока возбуждения  
 (1 — первая обмотка возбуждения, 2 — вторая обмотка возбуждения);  
*г* — временная диаграмма изменения импульсов тока в обмотках  
 возбуждения

с осями вращающегося поля и ротор начнет вращаться с синхронной скоростью.

При подключении нагрузки ротор двигателя сместится относительно вращающегося поля на угол  $\theta$ .

На рис. 10.16, *a* показан ротор двухполюсного двигателя, а на рис. 10.16, *б* — четырехполюсного.

**Шаговый (импульсный) двигатель** имеет ротор, выполняемый в виде постоянного магнита, и статор с явно выраженными полюсами, на которых в полузакрытых пазах размещаются обмотки возбуждения, питаемые путем подачи импульсов напряжения. На рис. 10.17 показаны положения ротора двигателя при изменении питания обмоток возбуждения (крестиками и точками указаны направления тока в обмотках). Рис. 10.17, *a* соответствует импульсу 1 тока  $I_{B1}$ , рис. 10.17, *б* — импульсу 2 тока  $I_{B2}$ , рис. 10.17, *в* — импульсу 3 тока  $I_{B1}$  и т. д. Каждый импульс тока возбуждения поворачивает ротор на угол  $90^\circ$ . Поворот осуществляется за счет момента, который возникает в результате взаимодействия магнитных полей статора и ротора. Увеличивая число полюсов, можно изменять величину

угла поворота. Число полюсов ротора должно быть равно числу полюсов статора.

### Контрольные вопросы

1. Какие типы роторов используют в синхронных машинах?
2. Для чего предназначена обмотка возбуждения и каковы способы ее питания?
3. Расскажите принцип работы синхронного генератора.
4. От чего зависит ЭДС синхронной машины?
5. Какое явление называют реакцией якоря?
6. Как зависит реакция якоря от характера нагрузки синхронного генератора?
7. Назовите основные характеристики синхронного генератора и объясните их.
8. Как влияет характер нагрузки на внешнюю характеристику синхронного генератора?
9. Какой электрической схемой замещается фаза якоря синхронного генератора?
10. Начертите и поясните упрощенную векторную диаграмму фазы синхронного генератора.
11. Объясните физическую сущность электромагнитного момента синхронной машины.
12. Что такое угол  $\theta$  и как он связан с электромагнитным моментом?
13. Каково условие подключения синхронной машины к электрической сети?
14. Объясните, как работает простейшее синхронизирующее устройство, состоящее из ламп и вольтметра магнитоэлектрической системы с нулем в центре шкалы?
15. Как перевести синхронную машину, подключенную к сети, в режим генератора и режим двигателя?
16. Как увеличить активную нагрузку на синхронный генератор, работающий параллельно с сетью?
17. Объясните, как осуществляется асинхронный пуск синхронного двигателя.
18. От чего зависит реактивная мощность синхронного двигателя?
19. При каком режиме синхронный двигатель является генератором реактивной мощности?
20. Сравните синхронный и асинхронный двигатели и дайте оценку их преимуществ и недостатков.
21. Объясните устройство и принцип работы синхронного микродвигателя с постоянными магнитами.
22. Объясните устройство и принцип работы гистерезисного двигателя.
23. Объясните устройство и принцип работы реактивного микродвигателя.
24. Объясните устройство и принцип работы шагового (импульсного) микродвигателя.

# РАЗДЕЛ III

## ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОНИКИ И МИКРОПРОЦЕССОРНОЙ ТЕХНИКИ

### ГЛАВА 11

#### ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА СОВРЕМЕННЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

##### § 11.1. ЭТАПЫ РАЗВИТИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

*Электронное устройство* — это изделие и его составные части, в основу функционирования которых положены принципы электроники.

*Электроника* — область науки, техники и производства, охватывающая исследование и разработку электронных устройств и принципов их использования. В основе развития электроники лежит непрерывное усложнение функций, выполняемых электронными устройствами. На определенных этапах становится невозможным решать новые задачи старыми электронными устройствами, или, как говорят, устройствами на основе существующей элементной базы, например с помощью электронных ламп или дискретных транзисторов. Таким образом, появляются предпосылки для дальнейшего совершенствования элементной базы. Основными факторами, вызывающими необходимость разработки электронного устройства на новой элементной базе, являются надежность, габариты, масса, стоимость и мощность.

В зависимости от применяемой элементной базы можно выделить четыре основных поколения развития электронных устройств.

**I поколение (1904—1950)** характеризуется тем, что основу элементной базы электронных устройств составляли электровакуумные приборы, в которых рабочее пространство, изолированное газонепроницаемой оболочкой, имеет высокую степень разрежения или заполнено специальной рабочей средой (парами или газами) и действие которых основано на использовании электрических явлений в вакууме или газе. В соответствии с характером рабочей среды электровакуумные приборы подразделяют на электронные и ионные. *Электронный электровакуумный прибор* — это прибор, в котором электрический ток создается только свободными электронами. *Ионный электровакуумный прибор* — прибор с электрическим разрядом в газе или парах. Этот прибор называют также газоразрядным. Семейство электронных электровакуумных приборов весьма обширно и объединяет такие группы приборов, как электронные лампы, электронно-лучевые приборы, электровакуумные фотоэлек-

трические приборы и др. Наиболее широко в элементной базе электронных устройств I поколения применялись *электронные лампы* — электровакуумные приборы, предназначенные для различного рода преобразований электрического тока. Электронные устройства, выполненные на лампах, имели сравнительно большие габариты и вес. Количество элементов в единице объема (плотность монтажа) электронных устройств I поколения составляло  $\gamma = 0,001 \dots 0,003$  эл/см<sup>3</sup>. Сборка таких электронных устройств осуществлялась, как правило, вручную, путем соединения электровакуумных приборов между собой и с соответствующими пассивными элементами (резистивными, индуктивными и емкостными) с помощью проводов.

II поколение (1950 — начало 60-х годов) характеризуется применением в качестве основной элементной базы дискретных полупроводниковых приборов (диодов, транзисторов и тиристоров). Сборка электронных устройств II поколения осуществлялась обычно автоматически с применением печатного монтажа, при котором полупроводниковые приборы и пассивные элементы располагаются на печатной плате — диэлектрической пластине с металлизированными отверстиями (для подсоединения полупроводниковых приборов и пассивных элементов), соединенными между собой проводниками. Проводники выполнялись путем осаждения медного слоя на плату по заранее заданному печатному рисунку, соответствующему определенной электронной схеме. Плотность монтажа электронных устройств II поколения за счет применения малогабаритных элементов составляла  $\gamma \approx 0,5$  эл/см<sup>3</sup>.

Появление полупроводниковых приборов ознаменовало начало научно-технической революции, развитие которой все более ускоряющимися темпами продолжается и в настоящее время.

III поколение электронных устройств (1960—1980) связано с бурным развитием *микрoeлектроники* — раздела электроники, охватывающего исследование и разработку качественно нового типа электронных приборов — интегральных микросхем — и принципов их применения. Основной элементной базы этого поколения электронных устройств стали интегральные микросхемы и микросборки.

*Интегральная микросхема* или, короче, *интегральная схема* (ИС), представляет собой совокупность нескольких взаимосвязанных элементов (транзисторов, резисторов, конденсаторов и т. д.), изготовленных в едином технологическом цикле, т. е. одновременно, на одной и той же несущей конструкции (подложке), и выполняющих определенную функцию преобразования информации. Микросборка представляет собой ИС, в состав которой входят однотипные элементы (например, только диоды или только резисторы).

Широкое развитие находит блочная конструкция электронных устройств — набор печатных плат, на которые монтируют ИС и микросборки. Плотность монтажа электронных устройств III поколения составляет уже  $\gamma \approx 50$  эл/см<sup>3</sup>.

Этот этап развития электронных устройств характеризуется не только резким уменьшением габаритов, массы и энергопотребления, но и резким повышением их надежности, в том числе и за счет сведения к минимуму ручного труда при изготовлении электронных устройств.

IV поколение (с 1980 г. по настоящее время) характеризуется дальнейшей микроминиатюризацией электронных устройств на базе применения больших (БИС) и сверхбольших (СБИС) интегральных схем, когда уже отдельные функциональные блоки выполняются в одной интегральной схеме. Плотность монтажа электронных устройств IV поколения  $\gamma \approx 1000$  эл/см<sup>3</sup> и выше. Основу БИС и СБИС составляют элементы, принцип действия которых основан на использовании электрического тока через полупроводниковые материалы.

## § 11.2. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ

*Полупроводниковым диодом* называют электропреобразовательный полупроводниковый прибор с одним выпрямляющим электрическим переходом, имеющим два вывода. В качестве выпрямляющего электрического перехода используется электронно-дырочный ( $p$ - $n$ ) переход (П), разделяющий  $p$ - и  $n$ -области кристалла полупроводника (рис. 11.1).

К  $p$ - и  $n$ -области кристалла привариваются или припаиваются металлические выводы, и вся система заключается в металлический, металлокерамический, стеклянный или пластмассовый корпус.

По конструктивному выполнению различают точечные и плоскостные диоды. Широкое применение диоды получили в источниках вторичного электропитания (выпрямителях).

Одна из полупроводниковых областей кристалла, имеющая более высокую концентрацию примесей (а следовательно, и основных носителей заряда), называется *эмиттером*, а вторая, с меньшей концентрацией, — *базой*. Если эмиттером является  $p$ -область, для которой основными носителями заряда служат дырки  $p_p^*$ , а базой  $n$ -область (основные носители заряда — электроны  $n_n$ ), то выполняется условие  $p_p \gg n_n$ .

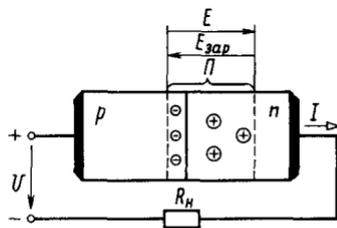


Рис. 11.1. Схема включения полупроводникового диода и пространственное распределение объемных зарядов  $p$ - $n$ -перехода в отсутствие внешнего напряжения

\* $p_p$  — обозначение дырок в  $p$ -области; тогда обозначение дырок в  $n$ -области, для которой они являются неосновными носителями зарядов, будет соответственно  $p_n$ .

**Принцип работы.** При отсутствии внешнего напряжения, приложенного к выводам диода, в результате встречной диффузии дырок (из  $p$ - в  $n$ -область) и электронов (из  $n$ - в  $p$ -область) в объеме полупроводникового кристалла, расположенного вблизи границы раздела двух областей с различной проводимостью, окажутся нескомпенсированными, как видно из рис. 11.1, заряды неподвижных ионов примесей (акцепторов для  $p$ -области и доноров для  $n$ -области), которые по обе стороны раздела полупроводникового кристалла создадут область объемного заряда. Для сохранения электрической нейтральности полупроводниковой структуры количество диффундируемых через  $p$ - $n$ -переход основных носителей заряда из одной области должно равняться количеству диффундируемых основных носителей заряда из другой области. С учетом того, что концентрация электронов  $n_n$  в базе значительно меньше концентрации дырок  $p_p$  в эмиттере, область объемного заряда со стороны базы будет больше, чем со стороны эмиттера, как это показано на рис. 11.1. Образованный в результате встречной диффузии объемный заряд создает напряженность  $E_{зар}$  электрического поля, препятствующего дальнейшей встречной диффузии основных носителей зарядов. Диффузия практически прекращается, когда энергия носителей заряда недостаточна, чтобы преодолеть созданный *потенциальный барьер*.

Если к выводам диода приложить прямое напряжение, как это показано на рис. 11.1, то создаваемая им напряженность  $E$  электрического поля будет противоположна направлению напряженности  $E_{зар}$  объемного заряда и в область базы (по мере возрастания напряжения  $U$ ) будет вводиться (инжектировать\*) все большее количество дырок, являющихся не основными для  $n$ -области базы носителями заряда, которые и образуют прямой ток диода  $I$ . Встречной инжекцией  $n_n$  в область эмиттера можно пренебречь, учитывая, что  $p_p \gg n_n$ .

Если к выводам диода приложить обратное напряжение ( $-U$ ), то создаваемая им напряженность ( $-E$ ) электрического поля, совпадая по направлению с напряженностью  $E_{зар}$  объемного заряда, повышает потенциальный барьер и препятствует переходу основных носителей заряда в соседнюю область. Однако суммарная напряженность электрических полей способствует извлечению (экстракции) неосновных носителей заряда:  $n_p$  — из  $p$ - в  $n$ -область и  $p_n$  — из  $n$ - в  $p$ -область, которые и образуют обратный ток. Количество неосновных носителей заряда значительно изменяется при изменении температуры, возрастающей с ее повышением. Поэтому обратный ток, образованный за счет неосновных носителей, называют *тепловым током* ( $I_g$ ).

**Вольт-амперная характеристика (ВАХ) диода** имеет вид, приведенный на рис. 11.2 (сплошная линия). При определенном значении напряжения  $U_{обр}$  начинается лавинообразный процесс нарастания тока  $I_{обр}$ , соответствующий электрическому пробоему  $p$ - $n$ -перехода (отрезок  $AB$  на рис. 11.2). Если в этот момент ток не ограничить, то электрический пробой переходит в тепловой (участок ВАХ после точки  $B$ ). Такая последовательность лавинообразного процесса нарастания тока  $I_{обр}$  характерна для кремниевых диодов. Для германиевых диодов с увеличением обратного напряжения тепловой пробой  $p$ - $n$ -перехода наступает практически одновременно с началом лавинообразного процесса нарастания тока  $I_{обр}$ . Электрический пробой

---

\*Инжекция — ввод неосновных (для рассматриваемой области полупроводника) носителей заряда.

обратим, т. е. после уменьшения напряжения  $U_{обр}$  работа диода соответствует пологому участку обратной ветви ВАХ. Тепловой пробой необратим, так как разрушает  $p-n$ -переход.

Прямой ток диода также зависит от температуры окружающей среды, возрастающая с ее повышением, хотя и в значительно меньшей степени, чем обратный ток. Характер изменения прямой ветви ВАХ при изменении температуры показан на рис. 11.2. Для оценки температурной зависимости прямой ветви ВАХ диода служит температурный коэффициент напряжения (ТКН),  $K^{-1}$ .

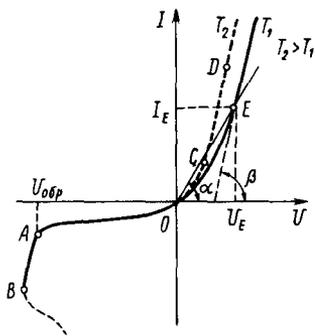


Рис. 11.2. Вольт-амперные характеристики полупроводникового диода

$$\text{ТКН} = \Delta U / (U \Delta T).$$

Этот коэффициент показывает относительное изменение прямого напряжения за счет изменения температуры на 1 К при некотором значении прямого тока.

**Сопротивления и емкости диода.** Полупроводниковый диод характеризуется *статическим* и *дифференциальным* (динамическим) сопротивлениями, легко определяемыми по ВАХ. Дифференциальное сопротивление численно равно отношению бесконечно малого приращения напряжения к соответствующему приращению тока в заданном режиме работы диода и может быть определено графически как тангенс угла наклона касательной в рассматриваемой рабочей точке  $E$  к оси абсцисс (см. рис. 11.2):

$$R_{\text{диф}} = dU/dI \approx \Delta U/\Delta I = (m_U/m_I) \operatorname{ctg} \beta, \quad (11.1)$$

где  $\Delta U$  и  $\Delta I$  — конечные приращения напряжения и тока вблизи рабочей точки  $E$ ;  $m_I$  и  $m_U$  — масштабы осей тока и напряжения.

Часто представляют интерес не приращения напряжения и тока в окрестности некоторой заданной точки, а сами напряжение и ток в данном элементе. При этом совершенно безразлично, какова характеристика диода вблизи выбранной рабочей точки. В этом случае удобно пользоваться статическим сопротивлением, которое равно отношению напряжения на элементе  $U_E$  к протекающему через него току  $I_E$  (рис. 11.2). Как видно из рисунка, это сопротивление равно тангенсу угла наклона прямой, проведенной из начала координат через заданную рабочую точку ВАХ, к оси абсцисс:

$$R_{\text{ст}} = U_E/I_E = (m_U/m_I) \operatorname{ctg} \alpha.$$

В зависимости от того, на каком участке ВАХ расположена

заданная рабочая точка, значение  $R_{ст}$  может быть меньше или больше значения  $R_{диф}$  или равно ему. Однако  $R_{ст}$  всегда положительно, в то время как  $R_{диф}$  может быть и отрицательным. У элементов, имеющих линейные ВАХ, статическое и дифференциальное сопротивления равны.

При работе на высоких частотах и в импульсных режимах начинает играть роль емкость диода  $C_d$  измеряемая между выводами диода при заданных значениях напряжения и частоты. Эта емкость включает диффузионную емкость  $C_{диф}$ , зарядную (барьерную) емкость  $C_{зар}$  и емкость  $C_x$  корпуса диода:

$$C_d = C_{диф} + C_{зар} + C_x$$

Диффузионная емкость возникает при прямом напряжении диода в приконтактном слое  $p$ - $n$ -перехода за счет изменения количества диффундируемых дырок и электронов при изменении прямого напряжения. Зарядная емкость возникает при обратном напряжении и обусловлена изменением объемного заряда.

Значение емкости  $C_d$  определяется режимом работы диода. При прямом напряжении  $C_d \approx C_{диф}$ , при обратном напряжении  $C_d \approx C_{зар}$ .

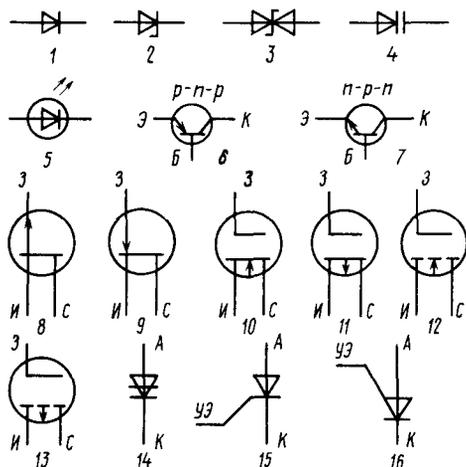


Рис. 11.3. Условные графические обозначения полупроводниковых приборов:

- 1 — выпрямительный и импульсный диод; 2 — стабилитрон и стабистор; 3 — симметричный стабилитрон; 4 — варикап; 5 — излучающий диод; 6 — биполярный транзистор  $p$ - $n$ - $p$ -типа; 7 — биполярный транзистор  $n$ - $p$ - $n$ -типа; 8 — полевой транзистор с управляющим  $p$ - $n$ -переходом с  $n$ -каналом; 9 — полевой транзистор с управляющим  $p$ - $n$ -переходом с  $p$ -каналом; 10 — МДП-транзистор с встроенным  $n$ -каналом; 11 — полевой транзистор с встроенным  $p$ -каналом; 12 — МДП-транзистор с индуцированным  $n$ -каналом; 13 — МДП-транзистор с индуцированным  $p$ -каналом; 14 — динистор; 15, 16 — трианстор с управлением соответственно по катоду и аноду, УЭ — управляющий электрод

**Классификация диодов** представлена в табл. 11.1. Рассмотрим некоторые из них, наиболее широко применяемые в практике.

**Выпрямительный диод**, условное графическое обозначение которого приведено на рис. 11.3, *I*, использует вентиляемые свойства *p-n*-перехода и применяется в выпрямителях переменного тока. В качестве исходного материала при изготовлении выпрямительных диодов используют германий и кремний.

Выпрямительный диод представляет собой электронный ключ, управляемый приложенным к нему напряжением. При прямом напряжении ключ замкнут, при обратном — разомкнут. Однако в обоих случаях этот ключ не является идеальным. При подаче прямого напряжения  $U_{пр}$  ключ обладает небольшим дифференциальным сопротивлением. Поэтому за счет падения напряжения  $U_{пр}$  на открытом диоде выпрямленное напряжение, снимаемое с нагрузочного устройства, несколько ниже входного напряжения ( $U_{пр}$  не превышает у германиевых диодов 0,5 В, а у кремниевых 1,5 В).

Основными параметрами выпрямительных диодов являются:  
 $I_{пр\ ср\ max}$  — максимальное (за период входного напряжения) значение среднего прямого тока диода;

Таблица 11.1

**Классификация диодов**

Признак классификации	Наименование диода
Площадь перехода	Плоскостной Точечный
Полупроводниковый материал	Германиевый Кремниевый Из арсенида галлия
Назначение	Выпрямительный Импульсный Сверхвысокочастотный Стабилитрон (стабистор) Варикап
Принцип действия	Лавинно-пролетный Туннельный Диод Шотки Излучающий Диод Ганна

$U_{обр\ доп}$  — допустимое наибольшее значение постоянного обратного напряжения диода;

$f_{max}$  — максимально допустимая частота входного напряжения;

$U_{пр}$  — значение прямого падения напряжения на диоде при заданном прямом токе.

Выпрямительные диоды классифируют также по мощности и частоте.

По мощности: маломощные  $I_{\text{пр ср max}} \leq 0,3 \text{ А}$ ; средней мощности  $0,3\text{А} < I_{\text{пр ср max}} \leq 10\text{А}$ ; большой мощности  $I_{\text{пр ср max}} > 10\text{А}$ .

По частоте: низкочастотные  $f_{\text{max}} < 10^3 \text{ Гц}$ ; высокочастотные  $f_{\text{max}} > 10^3 \text{ Гц}$ .

В качестве выпрямительных применяются также диоды, выполненные на выпрямляющем переходе металл — полупроводник (диоды Шотки). Их отличает меньшее, чем у диодов с  $p$ - $n$ -переходом, напряжение  $U_{\text{пр}}$  и более высокие частотные характеристики.

*Импульсный диод* — полупроводниковый диод, имеющий малую длительность переходных процессов и использующий, так же как и выпрямительный диод, при своей работе прямую и обратную ветви ВАХ.

Длительность переходных процессов в диоде обусловлена тем, что изменение направления и значения тока через него при изменении подводимого к нему напряжения не может происходить мгновенно в связи с перезарядом емкости выпрямляющего перехода и инерционными процессами рассасывания инжектированных в базу неосновных носителей заряда. Последнее явление определяет быстродействие диодов и характеризуется специальным параметром — *временем восстановления*  $\tau_{\text{вос}}$  его обратного сопротивления. Время восстановления равно интервалу времени между моментом переключения напряжения на диоде с прямого на обратное и моментом, когда обратный ток, который в момент переключения напряжения равен прямому току, достигнет своего минимального значения.

Поэтому кроме параметров  $I_{\text{пр ср max}}$ ,  $U_{\text{обр}}$ ,  $U_{\text{пр}}$ , характеризующих выпрямительные свойства, для импульсных диодов вводится параметр  $\tau_{\text{вос}}$ , характеризующий их быстродействие.

Для повышения быстродействия (уменьшения  $\tau_{\text{вос}}$ ) импульсные диоды изготавливают в виде точечных структур, что обеспечивает минимальную площадь  $p$ - $n$ -перехода, а следовательно, и минимальное значение зарядной емкости  $C_{\text{зар}}$ . Одновременно толщину базы делают минимально возможной для достижения минимального времени восстановления диодов.

В качестве импульсных находят применение и диоды Шотки.

*Сверхвысокочастотный диод* (СВЧ-диод) — полупроводниковый диод, предназначенный для преобразования и обработки сверхвысокочастотного сигнала (до десятков и сотен ГГц). Сверхвысокочастотные диоды широко применяются при генерации и усилении электромагнитных колебаний СВЧ-диапазона, умножении частоты, модуляции, регулировании и ограничении сигналов и т. д. Типичными представителями данной группы диодов являются смесительные (получение сигнала суммы или разности двух частот), детекторные (выделение постоянной составляющей СВЧ-сигнала) и переключательные (управление уровнем мощности сверхвысокочастотного сигнала) диоды. Условное графическое обозначение импульсных и СВЧ-диодов аналогично обозначению выпрямительных диодов (рис. 11.3, 1).

*Стабилитрон и стабистор* применяются в нелинейных цепях постоянного тока для стабилизации напряжения. Отличие стабилитрона от стабистора заключается в используемой ветви ВАХ для стабилизации напряжения. Как видно из рис. 11.2, ВАХ диода имеет участки *AB* и *CD*, на которых значительному изменению тока соответствует незначительное изменение напряжения при сравнительно линейной их зависимости. Для стабилизации высокого напряжения ( $> 3$  В) используют обратную ветвь (участок *AB*) ВАХ. Применяемые для этой цели диоды называют стабилитронами. Для стабилизации небольших значений напряжений ( $\leq 1$  В — например, в интегральных схемах) используют прямую ветвь (участок *CD*) ВАХ, а применяемые в этом случае диоды называют стабисторами. Условное обозначение стабилитрона и стабистора показано на рис. 11.3, 2.

Стабилитроны и стабисторы изготавливают, как правило, из кремния. При использовании высоколегированного кремния (высокая концентрация примесей, а следовательно, и свободных носителей заряда) напряжение стабилизации понижается, а с уменьшением степени легирования кремния — повышается. Соответственно различают низко- и высоковольтные стабилитроны с напряжением стабилизации от 3 до 400 В.

К основным параметрам стабилитрона относятся:  $U_{ст}$  — напряжение стабилизации при заданном токе;  $R_{диф}$  — дифференциальное сопротивление при заданном токе;  $I_{ст\ мин}$  — минимально допустимый ток стабилизации;  $I_{ст\ макс}$  — максимально допустимый ток стабилизации;  $P_{макс}$  — максимально допустимая рассеиваемая мощность; температурный коэффициент напряжения (ТКН) стабилизации (выражается в  $K^{-1}$ ), представляющий соотношение  $\alpha_{ст} = \Delta U_{ст} / (U_{ст} \Delta T)$ , где  $\Delta U_{ст}$  — отклонение напряжения  $U_{ст}$  от номинального значения при изменении температуры в интервале  $\Delta T$ .

В схемах двуполярной стабилизации напряжения применяется симметричный стабилитрон, условное графическое обозначение которого показано на рис. 11.3, 3.

*Варикап* — полупроводниковый диод, действие которого основано на использовании зависимости зарядной емкости  $C_{зар}$  от значения приложенного напряжения. Это позволяет применять варикап в качестве элемента с электрически управляемой емкостью.

Основной характеристикой варикапа служит вольт-фарадная характеристика (рис. 11.4) — зависимость емкости варикапа  $C_B$ , состоящей из зарядной емкости и емкости корпуса прибора, от значения

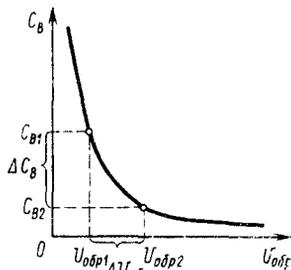


Рис. 11.4. Вольт-фарадная характеристика варикапа

приложенного обратного напряжения. В выпускаемых промышленностью варикапах значение емкости  $C_B$  может изменяться от единиц до сотен пикофард.

Основными параметрами варикапа являются:  $C_B$  — емкость, измеренная между выводами варикапа при заданном обратном напряжении;  $K_C$  — коэффициент перекрытия по емкости, используемый для оценки зависимости  $C_B = f(U_{обp})$  и равный отношению емкостей варикапа при двух заданных значениях обратного напряжения ( $K_C = 2 \dots 20$ ).

Зависимость параметров варикапа от температуры характеризуется температурным коэффициентом емкости  $TK_{E_B} = \Delta C_B / (C_B \Delta T)$ , где  $\Delta C_B / C_B$  — относительное изменение емкости варикапа при изменении температуры  $\Delta T$  окружающей среды.

Условное графическое обозначение варикапа приведено на рис. 11.3, 4.

*Излучающий диод* — полупроводниковый диод, излучающий из области *p-n*-перехода кванты энергии. Излучение испускается через прозрачную стеклянную пластину, размещенную в корпусе диода.

По характеристике излучения излучающие диоды делятся на две группы: диоды с излучением в видимой области спектра, получившие название *светодиоды*; диоды с излучением в инфракрасной области спектра, получившие, в свою очередь, название *ИК-диоды*. Принцип действия обеих групп диодов одинаков и базируется на самопроизвольной рекомбинации носителей заряда при прямом токе через выпрямляющий электрический переход. Из курса физики известно, что рекомбинация носителей заряда сопровождается освобождением кванта энергии. Спектр частот последней определяется типом исходного полупроводникового материала.

Основными материалами для изготовления светодиодов служат фосфид галлия, арсенид-фосфид галлия, карбид кремния. Большую часть энергии, выделяемой в этих материалах при рекомбинации носителей заряда, составляет тепловая энергия. На долю энергии видимого излучения в лучшем случае приходится 10...20%. Поэтому кпд светодиодов невелик.

Исходными материалами для изготовления ИК-диодов являются арсенид и фосфид галлия. Полная мощность излучения этой группы диодов лежит в пределах от единиц до сотен милливатт при напряжении на диоде 1,2...3 В и прямом токе от десятков до сотен миллиампер.

Условное графическое обозначение излучающих диодов показано на рис. 11.3, 5.

Светодиоды применяют в качестве световых индикаторов, а ИК-диоды — в качестве источников излучения в оптоэлектронных устройствах.

Маркировка полупроводниковых диодов, разработанных после 1964 г., предусматривает шесть символов. Первый символ — буква (для общего применения) или цифра (для специального назначения), указывающая исходный полупроводниковый материал, из которого изготовлен диод: Г (1) — германий, К (2) — кремний, А (3) — GaAs. Второй символ — буква, обозначающая подкласс диода: Д — выпрямительные, высокочастотные (универсальные) и импульсные диоды; В — варикапы; С — стабилитроны и стабилитроны; Л — светодиоды. Третий символ — цифра, указы-

вающая назначение диода (у стабилитронов — мощность рассеяния): например, 3 — переключательный, 4 — универсальный и т. д. Четвертый и пятый символы — двузначное число, указывающее порядковый номер разработки (у стабилитронов — номинальное напряжение стабилизации). Шестой символ — буква, обозначающая параметрическую группу прибора (у стабилитронов — последовательность разработки). Примеры маркировки диодов: ГД412А — германиевый (Г), диод (Д), универсальный (4), номер разработки 12, группа А; КС196В — кремниевый (К), стабилитрон С, мощность рассеяния не более 0,3 В (1), номинальное напряжение стабилизации 9,6 В (96), третья разработка (В).

Для полупроводниковых диодов с малыми размерами корпуса используется цветная маркировка в виде меток, наносимых на корпус прибора.

### § 11.3. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

**Биполярный транзистор** — это полупроводниковый прибор с двумя взаимодействующими выпрямляющими электрическими переходами и тремя выводами. Роль выпрямляющего электрического перехода, как и в диоде, выполняет  $p-n$ -переход. Таким образом, в биполярном транзисторе используются одновременно два типа носителей зарядов — электроны и дырки (отсюда и название — биполярный).

Биполярный транзистор содержит два  $p-n$ -перехода, образованных тремя областями с чередующимися типами проводимости. В зависимости от порядка чередования этих областей различают транзисторы  $p-n-p$ - и  $n-p-n$ -типа. В микроэлектронике главную роль играют транзисторы  $n-p-n$ -типа. На рис. 11.3, 6, 7 показаны условные графические обозначения биполярного транзистора.

Работа биполярного транзистора основана на взаимодействии двух  $p-n$ -переходов. Это взаимодействие обеспечивается тем, что толщину  $b$  средней области транзистора (базы), разделяющей переходы, выбирают меньше длины свободного пробега (диффузионной длины)  $l$  носителей заряда в этой области (обычно  $b \ll l$ ).

Принцип работы биполярного транзистора рассмотрим на примере транзистора  $n-p-n$ -типа, для которого концентрация основных носителей в  $n$ -области существенно выше, чем в  $p$ -области, т. е. справедливо неравенство  $n_n \gg p_p$ . Для данной структуры

(рис. 11.5) левую  $n$ -область называют эмиттером, правую — коллектором, а среднюю область — базой. Соответственно примыкающий к эмиттеру  $p-n$ -переход ( $\Pi_1$ ) называют эмиттерным, а примыкающий к коллектору ( $\Pi_2$ ) — коллекторным. Ме-

таллические выводы, привариваемые или припаяваемые к полупроводниковым областям, называют соответственно эмиттерным, коллекторным и базовым выводами.

Приложим к эмиттерному переходу прямое ( $U_{БЭ}$ ), а к коллекторному — обратное напряжение ( $U_{КБ}$ ). В результате че-

рез эмиттерный переход  $\Pi_1$  в область базы будут инжектировать электроны (инъекцией дырок из области базы в эмиттерную область пренебрегаем), образуя эмиттерный ток транзистора  $I_E$ .

Поток электронов, обеспечивающий ток  $I_E$  через переход  $\Pi_1$ , показан на рис. 11.5

широкой заштрихованной стрелкой.

Часть инжектированных в область

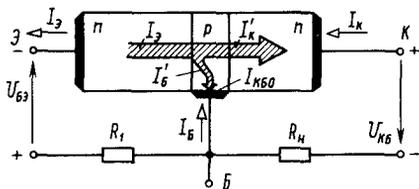


Рис. 11.5. Схема распределения токов в транзисторе  $n-p-n$ -типа

базы электронов рекомбинируют с основными для этой области носителями заряда — дырками, образуя ток базы  $I'_B$  (см. рис. 11.5). Другая часть инжектированных электронов, которая достигает коллекторного перехода ( $\Pi_2$ ) с помощью электрического поля, создаваемого напряжением  $U_{КБ}$ , экстрактируется в коллектор, образуя через переход  $\Pi_2$  коллекторный ток  $I'_K$ . Уменьшение потока электронов через коллекторный переход (а следовательно, и коллекторного тока) по сравнению с потоком дырок через эмиттерный переход можно учесть следующим соотношением:

$$I'_K = \alpha I'_E, \quad (11.2)$$

где  $\alpha = 0,95 \dots 0,99$  — коэффициент передачи эмиттерного тока.

Через запертый коллекторный переход будет создаваться обратный ток  $I_{КБО}$ . Образованный потоком из  $n$ - в  $p$ -область неосновных для коллекторной области носителей заряда — дырок  $p_n$ , который совместно с током  $I'_K$  образует выходной ток транзистора

$$I_K = I'_K + I_{КБО} \quad (11.3)$$

и ток в базовом выводе

$$I_B = I'_B - I_{КБО}.$$

С учетом (11.2) равенство (11.3) примет вид

$$I_K = \alpha I'_E + I_{КБО}. \quad (11.4)$$

Учитывая, что  $I'_E \gg I_{КБО}$ , можно на практике использовать соотношение

$$I_K \approx \alpha I'_E. \quad (11.5)$$

Разность между эмиттерным и коллекторным токами в соответствии с первым законом Кирхгофа и, как видно из рис. 11.5, представляет собой базовый ток

$$I_B = I'_E - I_K. \quad (11.6)$$

Заменяв  $I'_E$  в (11.6) его значением в соответствии с (11.5), получают  $I_B = I_K/\alpha - I_K$  или  $I_B = [(1 - \alpha)/\alpha] I_K$ . Отсюда  $I_K/I_B = \alpha/(1 - \alpha) = \beta$  или

$$I_K = \beta I_B, \quad (11.7)$$

где  $\beta = \alpha/(1 - \alpha)$  — коэффициент передачи базового тока.

Учитывая приведенные ранее значения  $\alpha$ , становится очевидным, что  $\beta \gg 1$ .

Из выражений (11.5) и (11.7) следует, что транзистор представляет собой управляемый элемент, поскольку значение его коллекторного тока  $I_K$  зависит от значений токов эмиттера  $I'_E$  и базы  $I_B$ . При этом значение тока  $I_K$  существенно зависит от эффективности взаимодействия двух  $p$ - $n$ -переходов, которое, в свою очередь, обеспечивается соотношением  $b \ll l$ , позволяющим уменьшить рекомбинацию инжектированных в область базы носителей заряда.

Уменьшению рекомбинации инжектированных в область базы носителей заряда (а следовательно, повышению эффективности взаимодействия двух  $p$ - $n$ -переходов) способствует также значительно меньшая концентрация основных носителей заряда в области базы по сравнению с концентрацией их в эмиттерной области. Если концентрация примесей по всему объему базового слоя одинакова, т. е. база однородна, то движение носителей заряда в ней (при отсутствии приложенного к транзистору внешнего напряжения) носит чисто диффузионный характер. Если же база неоднородна, то за счет образовавшегося в ней внутреннего электрического поля движение носителей будет комбинированным: диффузия сочетается с дрейфом носителей заряда в этом поле. Транзисторы с однородной базой называются *диффузион-*

ными, а с неоднородной — дрейфовыми. Последние обладают лучшими частотными свойствами и получили наибольшее распространение.

Заканчивая рассмотрение принципа работы биполярного транзистора, следует отметить, что сопротивление обратносмещенного коллекторного перехода (при подаче на него обратного напряжения) очень велико (несколько МОм). Поэтому в цепь коллектора можно включать нагрузочные резисторы с весьма большими сопротивлениями, не изменяя значения коллекторного тока. Соответственно в цепи нагрузки будет выделяться значительная мощность. Сопротивление прямосмещенного эмиттерного перехода, напротив, весьма мало (десятки Ом). Поэтому при почти одинаковых значениях эмиттерного и коллекторного токов мощность, потребляемая в цепи эмиттера, оказывается существенно меньше мощности, выделяемой в цепи нагрузки. Это указывает на то, что транзистор является полупроводниковым прибором, усиливающим мощность.

С другой стороны, малые значения входного напряжения (прямое смещение эмиттерного перехода, составляющее десятые доли вольт) и большие значения выходного напряжения (обратное смещение коллекторного перехода, составляющее десятки вольт) указывают на то, что этот управляемый нелинейный элемент может применяться для усиления напряжения.

**Схемы включения и основные параметры.** Биполярный транзистор как усилительное устройство может быть представлен в виде четырехполюсника. В зависимости от того, какой из трех выводов транзистора является общим для входа и выхода четырехполюсника, различают схему включения транзистора с общей базой (ОБ), общим эмиттером (ОЭ) и общим коллектором (ОК). Схема, приведенная на рис. 11.6, представляет собой схему включения транзистора ОЭ и используется наиболее часто.

Основными параметрами, характеризующими транзистор как активный нелинейный четырехполюсник (при любой схеме включения), являются коэффициенты усиления:

$$\text{по току } k_I = \Delta I_{\text{вых}} / \Delta I_{\text{вх}},$$

$$\text{по напряжению } k_U = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta U_{\text{вх}},$$

$$\text{по мощности } k_P = k_I k_U = \Delta P_{\text{вых}} / \Delta P_{\text{вх}},$$

$$\text{входное сопротивление } R_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} / I_{\text{вх}},$$

$$\text{выходное сопротивление } R_{\text{вых}} = U_{\text{вых}} / I_{\text{вых}}.$$

Выполнив расчет указанных параметров транзистора для каждой из схем его включения, получают значения, представленные

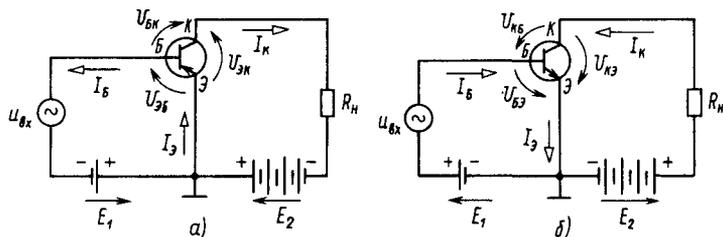


Рис. 11.6. Включение биполярного транзистора *p-n-p* (а) и *n-p-n* (б) типов по схеме ОЭ

в табл. 11.2. В табл. 11.2 под величиной  $R_{\text{вх Б}}$  следует понимать входное сопротивление транзистора для схемы ОБ.

Анализ данных, приведенных в табл. 11.2, свидетельствует об универсальности схемы ОЭ (рис. 11.6), обеспечивающей усиление транзистора как по току, так и по напряжению. Этим объясняется широкое применение указанной схемы включения транзистора в нелинейных цепях.

Высокие значения  $\beta$  обуславливают также усилительное свойство транзистора по току, заключающееся в возможности малыми входными токами (током  $I_{\text{Б}}$ ) управлять существенно большими токами (током  $I_{\text{К}} \approx \beta I_{\text{Б}}$ ) в выходной (нагрузочной) цепи.

Таблица 11.2

Основные показатели биполярного транзистора для различных схем его включения

Вид схемы	Токи		Напряжения		Основные параметры			Примечание
	$I_{\text{вх}}$	$I_{\text{вых}}$	$U_{\text{вх}}$	$U_{\text{вых}}$	$k_I$	$k_U$	$R_{\text{вх}}$	
С общей базой	$I_{\text{Э}}$	$I_{\text{К}}$	$U_{\text{ЭБ}}$	$U_{\text{н}}$	$\alpha$	$\alpha \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{вх Б}}}$	$\frac{U_{\text{ЭБ}}}{I_{\text{Э}}}$	$k_I < 1, k_U > 1$
С общим эмиттером	$I_{\text{Б}}$	$I_{\text{К}}$	$U_{\text{ЭБ}}$	$U_{\text{н}}$	$\beta$	$\beta \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{вх Б}}}$	$\frac{U_{\text{ЭБ}}}{I_{\text{Э}}}(\beta + 1)$	$k_I > 1, k_U > 1$
С общим коллектором	$I_{\text{Б}}$	$I_{\text{Э}}$	$U_{\text{КБ}}$	$U_{\text{н}}$	$\beta + 1$	$\frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{вх Б}}}$	$R_{\text{н}}(\beta + 1)$	$k_I > 1, k_U < 1$

Каждой схеме включения транзистора соответствуют свои статические характеристики, представляющие собой функциональную зависимость токов через транзистор от приложенного напряжения. Из-за нелинейного характера указанных зависимостей их представляют обычно в графической форме.

Транзистор как четырехполюсник характеризуется входной и выходной статическими ВАХ, показывающими соответственно зависимость входного тока от входного напряжения (при постоянном значении выходного напряжения транзистора) и выходного тока от выходного напряжения (при постоянном входном токе транзистора). Статические входная и выходные ВАХ биполярного транзистора *n-p-n*-типа для схемы включения ОЭ приведены на рис. 11.7. Очевидно, что они имеют явно выраженный нелинейный характер. При этом входная ВАХ (рис. 11.7, а) подобна прямой ветви ВАХ диода, а выходная (рис. 11.7, б) характеризуется вначале

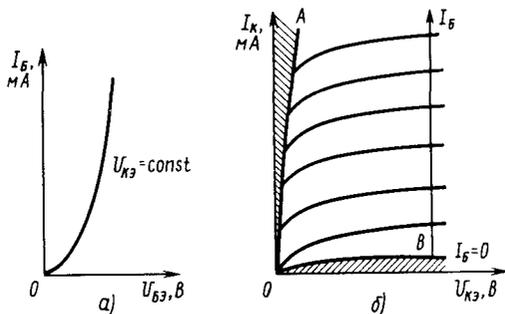


Рис. 11.7. Входная (а) и выходные (б) статические характеристики транзистора *n-p-n*-типа, включенного по схеме ОЭ

резким возрастанием выходного тока  $I_K$  при возрастании выходного напряжения  $U_{КЭ}$ , а затем, по мере дальнейшего увеличения напряжения, незначительным изменением тока. Переход значений выходного тока на пологий участок соответствует режиму насыщения транзистора, когда оба перехода открыты ( $U_{БЭ} > 0$  и  $U_{КЭ} > 0$ ).

На выходной характеристике транзистора можно выделить три области, отвечающие различным режимам работы транзистора: *насыщения* (заштрихованная область левее линии  $OA$ ); *отсечки* (заштрихованная область ниже линии  $OB$ ), соответствующая закрытому состоянию транзистора, когда  $U_{БЭ} < 0$  и  $U_{КЭ} < 0$ ; *усиления* (незаштрихованная область между линиями  $OA$  и  $OB$ ), соответствующая активному состоянию транзистора, когда  $U_{БЭ} > 0$  и  $U_{КЭ} < 0$ .

Статические характеристики используются для расчета нелинейных цепей, содержащих транзистор.

Выпускаемые промышленностью дискретные биполярные транзисторы классифицируют обычно по двум параметрам: по мощности и частотным свойствам.

По мощности они подразделяются на маломощные ( $P_{\text{вых}} \leq 0,3$  Вт), средней мощности ( $0,3 \text{ Вт} < P_{\text{вых}} \leq 1,5$  Вт) и мощные ( $P_{\text{вых}} > 1,5$  Вт), по частотным свойствам — на низкочастотные ( $f_a^* \leq 0,3$  МГц), средней частоты ( $0,3 \text{ МГц} < f_a \leq 3$  МГц), высокой частоты ( $3 \text{ МГц} < f_a \leq 30$  МГц) и сверхвысокой частоты ( $f_a > 30$  МГц).

---

\* $f_a$  — предельная частота усиления транзистора по току в схеме ОБ, при которой модуль коэффициента передачи эмиттерного тока  $|a|$  уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз относительно значения, измеренного на низкой частоте.

#### § 11.4. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Полевой транзистор в отличие от биполярного иногда называют униполярным транзистором, так как его работа основана на использовании только одного типа носителей — либо электронов, либо дырок. Основным способом движения носителей заряда, образующих ток полевого транзистора, является дрейф в электрическом поле. Проводящий слой, в котором создается рабочий ток полевого транзистора, называют *каналом*.

Полевой транзистор — полупроводниковый усилительный прибор, которым управляет не ток (как в биполярном транзисторе), а электрическое поле (отсюда и название — *полевой*), осуществляющее изменение площади поперечного сечения проводящего канала. При этом изменяется выходной ток транзистора. Каналы могут быть *приповерхностными* (транзисторы с изолированным затвором) и *объемными* (транзисторы с управляющим *p-n*-переходом). Приповерхностный канал представляет собой либо обогащенный слой, образующийся за счет донорных примесей в полупроводнике, либо инверсный слой, возникающий под действием внешнего поля. Такой полевой транзистор имеет классическую структуру металл—диэлектрик—полупроводник (МДП-структуру), в которой роль диэлектрика, как правило, играет оксид (например, двуоксид кремния  $\text{SiO}_2$ ). Поэтому полевой транзистор с такой структурой часто называют МДП- или МОП-транзистором (металл—оксид—полупроводник).

Металлический электрод, создающий эффект поля, называют *затвором* (З), два других электрода — истоком (И) и стоком (С). Исток и сток в принципе обратимы. *Истоком* служит тот из них, из которого при соответствующей полярности напряжения между истоком и стоком в канал поступают основные носители заряда, а *стоком* — тот, через который эти носители уходят из канала. В зависимости от того, какой из выводов является общим для входа и выхода, различают три схемы включения полевого транзистора: с общим истоком (ОИ), с общим затвором (ОЗ) и общим стоком (ОС). Наибольшее распространение на практике нашла схема ОИ.

**Принцип работы полевого транзистора.** В полевом транзисторе с объемным каналом площадь поперечного сечения канала меняется за счет изменения площади обедненного слоя обратного включенного *p-n*-перехода. На рис. 11.8 показана схема включения полевого транзистора с управляющим *p-n*-переходом, выполненным в виде кольца, охватывающего *n*-область. Эта схема включения соответствует схеме ОИ.

На *p-n*-переход затвор—исток с помощью источника питания подается обратное напряжение  $U_{зи}$ . При его увеличении глубина *d* обедненного слоя (заштрихованная область на рис. 11.8) возрастает, а токопроводящее сечение *b* канала сужается. При этом увеличивается сопротивление канала, а следовательно, снижается выходной ток  $I_C$  транзистора. Поскольку напряжение  $U_{зи}$  прикладывается к *p-n*-переходу в обратном направлении, ток  $I_C$  ничтожно мал и практически мало зависит от управляющего напряжения. Вследствие этого для полевых транзисторов входная характеристика не имеет практического значения.

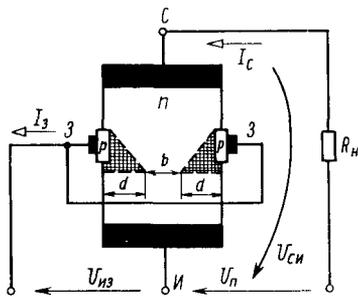


Рис. 11.8. Схема включения полевого транзистора с управляющим  $p$ - $n$ -переходом

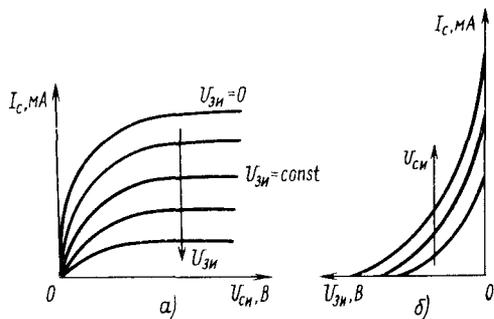


Рис. 11.9. Статические вольт-амперные характеристики полевых транзисторов с управляющим  $p$ - $n$ -переходом (схема ОИ):  
 а — выходные; б — передаточные

При расчете цепей с полевыми транзисторами используют передаточные и выходные ВАХ. На рис. 11.9, а, б приведены соответственно выходные и передаточные характеристики полевого транзистора с управляющим  $p$ - $n$ -переходом для схемы включения ОИ. Очевидно, что эти характеристики имеют нелинейный характер.

Реальная структура МДП-транзистора с каналом  $n$ -типа показана на рис. 11.10. Металлический затвор изолирован от полупроводниковой подложки слоем диэлектрика (отсюда эквивалентное название МДП-транзистора — полевой транзистор с изолированным затвором). Пусть напряжение на затворе отсутствует, т. е.  $U_{3И} = 0$ .

Если между стоком и истоком подвести напряжение указанной на рис. 11.10 полярности, то при нулевом потенциале на затворе на пути от истока к стоку окажутся два встречно включенных  $p$ - $n$ -перехода. Поэтому токопроводящее сечение канала  $b$  будет обладать большим сопротивлением, а выходной ток  $I_C$  окажется ничтожно мал

(равен примерно обратному току  $p$ - $n$ -переходов). Если подать на затвор отрицательное напряжение  $U_{3И}$ , то поверхностный слой подложки  $p$ -типа, прилегающий к металлизированной пластине затвора, обогатится дырками и значение тока  $I_C$  практически не изменится. Если же приложить к затвору небольшое положительное напряжение  $U_{3И}$  и постепенно его повышать, то дырки под действием поля, создаваемого положительным напряжением затвора, будут уходить из поверхностного слоя в глубь подложки, а электроны — притягиваться, образуя обогащенный электронами поверхностный слой подложки, примыкающий к пластине затвора. Количество этих электронов значительно меньше, чем в областях подложки  $n^+$ -типа\*, примыкающих к истоку и стоку. Однако этого количества электронов по отношению к основным носителям заряда для  $p$ -области становится достаточно, по мере возрастания положительного напряжения на затворе, для образования слоя противоположной проводимости по отношению к подложке  $p$ -типа — инверсного слоя. Этот инверсный слой и является токопроводящим каналом  $n$ -типа, замыкающим две другие  $n^+$ -области подложки, примыкающие к истоку и стоку. Такой канал называется

\*Когда концентрации основных носителей заряда в контактируемых полупроводниковых областях резко отличаются (на два порядка и более), то область с большей концентрацией отмечается символом «+».

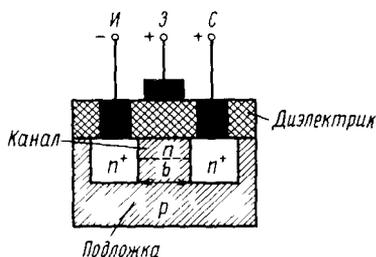


Рис. 11.10. Структура МДП-транзистора

индуцированным, т. е. наведенным полем затвора. Таким образом, индуцированные каналы отсутствуют в равновесном состоянии и образуются под действием внешнего напряжения определенной полярности и определенного значения. Напряжение на затворе, при котором возникает токопроводящий канал, называется *пороговым*. Если выбрать подложку n-типа, а области истока и стока сделать p<sup>+</sup>-типа, то получится МДП-транзистор с индуцированным p-каналом.

Передаточные и выходные ВАХ для МДП-транзистора при включении по схеме ОИ приведены на рис. 11.11.

В МДП-транзисторах со встроенным каналом у поверхности полупроводника под затвором, при нулевом напряжении на затворе относительно истока, существует инверсный слой — проводящий (встроенный) канал. Этот канал практически реализуют в виде тонкого приповерхностного слоя с помощью ионного легирования. МДП-транзисторы со встроенным каналом могут работать при обеих полярностях напряжения на затворе. Передаточные и выходные ВАХ данного транзистора, включенного по схеме ОИ, показаны на рис. 11.12.

Значение выходного тока  $I_C$  полевого транзистора, как видно из вышеизложенного, зависит от приложенного к затвору напряжения. Причем эта зависимость нелинейная. Поэтому полевой транзистор, как и биполярный, является управляемым нелинейным элементом цепи.

Основными параметрами, характеризующими полевой транзистор как нелинейный элемент, являются:

*коэффициент усиления по току*

$$k_I = \Delta I_C / \Delta I_3 \gg 1;$$

*входное сопротивление*

$$R_{вх} = \Delta U_{зп} / \Delta I_3;$$

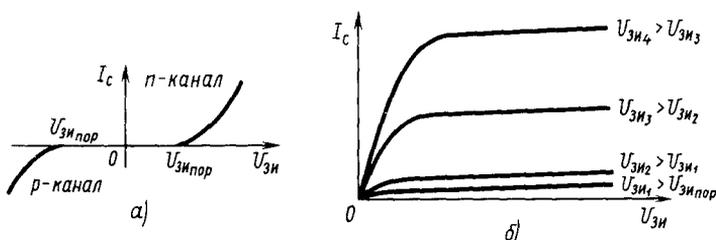


Рис. 11.11. Переходные (а) и выходные (б) ВАХ МДП-транзистора с индуцированным каналом

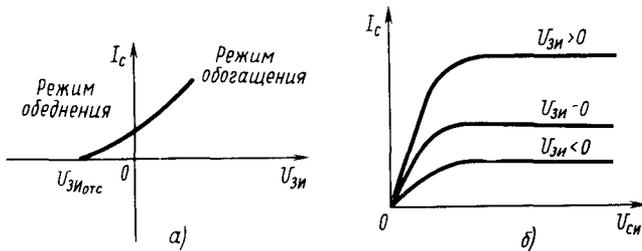


Рис. 11.12. Переходная (а) и выходные (б) ВАХ МДП-транзистора со встроенным  $n$ -каналом

коэффициент усиления по напряжению

$$k_U = \Delta U_{СИ} / \Delta U_{ЗИ} \text{ при } I_C = \text{const};$$

дифференциальное выходное (внутреннее) сопротивление

$$R_{\text{вых}} = \Delta U_{СИ} / \Delta I_C \text{ при } U_{ЗИ} = \text{const};$$

крутизна (определяется по передаточной характеристике)

$$s = \Delta I_C / \Delta U_{ЗИ} \text{ при } U_{СИ} = \text{const}.$$

Входное сопротивление  $R_{\text{вх}}$  полевого транзистора очень велико (несколько МОм), поскольку, как отмечалось, значение тока затвора  $I_3$  очень мало.

Значение параметра  $R_{\text{вых}}$  определяют при работе транзистора в режиме насыщения как котангенс угла наклона выходной характеристики. Так как для полевых транзисторов режиму насыщения соответствует пологая часть выходной характеристики, то в рабочей области этот угол мал и, следовательно, выходное сопротивление оказывается достаточно большим (сотни кОм).

Крутизна передаточной характеристики отражает степень влияния входного напряжения на выходной ток, т. е. эффективность управляющего действия затвора, и составляет 1...5 мА/В. Последние три параметра связаны соотношением  $k_U = sR_{\text{вых}}$ .

Условные обозначения полевых транзисторов приведены на рис. 11.3, 8...13.

**Особенности полевого транзистора.** Из принципа действия полевого транзистора вытекают две основные его особенности: в установившемся режиме работы входной ток полевого транзистора стремится к нулю (т. е.  $R_{\text{вх}} \rightarrow \infty$ ); инерционность полевого транзистора в отличие от биполярного обусловлена только процессами перезаряда его  $p$ - $n$ -переходов.

Следует отметить, что конструкция полевого транзистора предполагает получение больших значений входных и выходных емкостей прибора. Последнее с увеличе-

нием частоты входного сигнала приводит к фактическому падению коэффициента усиления каскада на полевом транзисторе. Действительно, по постоянному току коэффициент усиления полевых транзисторов стремится к бесконечности (входной ток стремится к нулю). При увеличении частоты входного сигнала входной ток полевого транзистора, определяемый его входной емкостью, растет, что эквивалентно снижению значения коэффициента усиления. Поэтому принято считать, что в общем случае по быстродействию, усилению и частотным свойствам полевой транзистор, как правило, не имеет преимуществ перед биполярным транзистором.

Основными преимуществами полевого транзистора являются его высокое входное сопротивление по постоянному току и большая технологичность. Последнее обуславливает широкое применение полевых транзисторов при разработке цифровых интегральных схем.

Дискретные полевые транзисторы, выпускаемые промышленностью, классифицируют по мощности и частоте аналогично биполярным.

Для маркировки транзисторов применяют с 1972 г. шестисимвольное буквенно-цифровое обозначение. При этом каждый символ несет следующую информацию о транзисторе. Первый символ — буква или цифра, указывающая, как и в случае маркировки диодов, исходный полупроводниковый материал. Второй символ — буква, обозначающая класс прибора: П — полевые, Т — биполярные транзисторы. Третий символ — цифра (от 1 до 9), определяющая энергетическую и частотную характеристики биполярного и полевого транзисторов в соответствии с табл. 11.3.

Таблица 11.3

Частотная и энергетическая характеристики транзистора, определяемые третьим символом маркировки

Мощность рассеяния, Вт	Рабочая частота, МГц		
	<3	3...30	>30
0,3	1	2	3
0,3...1,5	4	5	6
>1,5	7	8	9

Четвертый и пятый символы — цифры (от 01 до 99), указывающие порядковый номер разработки прибора. Шестой символ — буква, обозначающая параметрическую группу приборов (деление по группам осуществляют по каким-либо параметрам прибора: коэффициенту передачи тока, обратному напряжению и др.). Например, маркировка КТ905А означает: кремниевый биполярный транзистор, мощность рассеяния более 1,5 Вт, рабочая частота выше 30 МГц, 5-я по порядку разработка, относится по своим параметрам к группе А.

В настоящее время вводится семисимвольная маркировка полупроводниковых приборов, которая отличается от существующей трехзначным номером разработки, соответствующим четвертому, пятому и шестому символам маркировки.

## § 11.5. ТИРИСТОРЫ

*Тиристор* — полупроводниковый прибор с двумя устойчивыми состояниями, имеющий три (или более) выпрямляющих перехода, который может переключаться из закрытого состояния в открытое, и наоборот. Различают диодные (неуправляемые) и триодные (управляемые) тиристоры. Диодный тиристор называют *динистором*, а триодный — *тринистором*.

**Динистор**, условное обозначение которого приведено на рис. 11.3, 14, представляет собой двухполюсную четырехслойную  $p-n-p-n$ -структуру. Электрод, обеспечивающий электрическую связь с внешней  $n$ -областью, называется катодом, а с внешней  $p$ -областью — анодом. С учетом знаков приложенного к структуре внешнего напряжения переходы 1 и 3 смещены в прямом направлении, а все напряжение падает на переходе 2, который работает в режиме коллектора. Рассматриваемую структуру динистора можно представить состоящей из двух транзисторов  $p_1-n_1-p_2$  и  $n_2-p_2-n_1$ , у которых области  $n_1$  и  $p_2$  условно разделены (рис. 11.13). Переход 1 представляет собой эмиттерный переход первого транзистора, через который дырки инжектируют из  $p_1$ -области

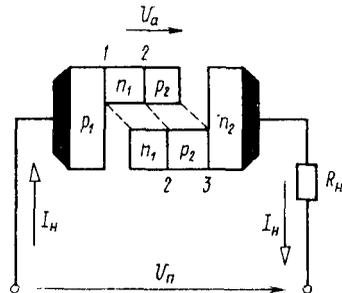


Рис. 11.13. Схема включения динистора

в область  $n_1$ , выполняющую роль базы для этого транзистора. Пройдя базу и коллекторный переход 2, инжектированные дырки появляются в коллекторе  $p_2$  первого транзистора, который в то же время служит базой второго транзистора.

Этот ток определяется выражением  $I_p = I_{pKO} + \alpha_1 I_n$ , где  $I_{pKO}$  — обратный дырочный ток коллекторного перехода;  $\alpha_1$  — коэффициент передачи тока эмиттера первого транзистора.

Появление дырок в базе  $p_2$  второго транзистора ( $n_2-p_2-n_1$ ) приводит к образованию нескомпенсированного объемного заряда. Этот заряд, понижая высоту потенциального барьера эмиттерного перехода 3 второго транзистора, вызывает встречную инжекцию электронов из эмиттерной области  $n_2$  второго транзистора в область  $p_2$ , являющуюся базой для второго транзистора и коллектором для первого. Инжектированные электроны проходят через коллекторный переход 2 и попадают в коллектор  $n_1$  второго транзистора, служащий одновременно базой первого транзистора ( $p_1-n_1-p_2$ ). Величина электронного тока равна  $I_n = I_{nKO} + \alpha_2 I_n$ , где  $I_{nKO}$  — обратный электронный ток коллекторного перехода;  $\alpha_2$  — коэффициент передачи тока эмиттера второго транзистора.

Учитывая, что дырки и электроны движутся навстречу друг другу, суммарный ток рассматриваемой структуры равен  $I_n = I_p + I_n = I_{pKO} + I_{nKO} + (\alpha_1 + \alpha_2) I_n = I_{KBO} + \alpha_x I_n$ , где  $I_{KBO}$  — суммарный обратный ток двух  $p-n$ -переходов динистора;  $\alpha_x$  — суммарный коэффициент передачи тока.

Решая полученное выражение относительно  $I_n$ , получают

$$I_n = I_{KBO} / (1 - \alpha_x). \quad (11.8)$$

Как видно из (11.8), при  $\alpha_x \rightarrow 1$   $I_n \rightarrow \infty$ . Данное условие является условием переключения динистора. Физически это означает, что при  $\alpha_x = 1$  инжекция электронов в область  $n_1$  приводит к появлению нескомпенсированного объемного заряда, который, понижая высоту потенциального барьера перехода 1, вызывает встречную вторичную инжекцию дырок из области  $p_1$  в область  $n_1$ . Далее процесс повторяется, и ток в контуре эквивалентных транзисторов лавинообразно возрастает. При изменении полярности напряжения, приложенного к рассматриваемой структуре, на обратную переходы 1 и 3 окажутся смещенными в обратном направлении. Если эти переходы достаточно высоковольтные, то вольт-амперная характеристика динистора имеет вид обратной ветви ВАХ диода.

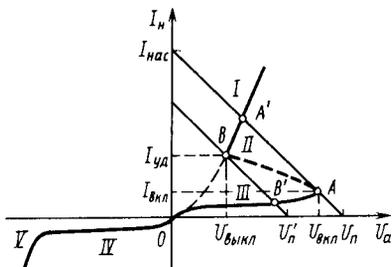


Рис. 11.14. Вольт-амперные характеристики динистора и нагрузочного резистора  $R_n$

(*I* — открытое состояние, *II* — область отрицательного сопротивления, *III* — закрытое состояние, *IV* — область высокого сопротивления, *V* — область пробоя)

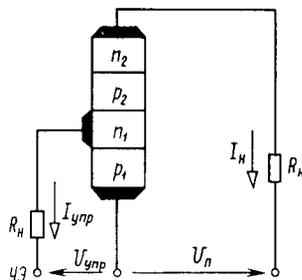


Рис. 11.15. Схема включения тристора

Описанные процессы определяют ВАХ динистора, показанную на рис. 11.14, на прямой ветви которой можно выделить две устойчивые зоны: область *III* с малыми значениями тока  $I_n$  при больших значениях напряжения  $U_a$  и область отпирания *I* с большими токами  $I_n$  при малых напряжениях  $U_a$ . Точки *A* и *B* соответствуют выполнению условия  $\alpha_2 = 1$  и называются соответственно *точками включения и удержания* динистора, а соответствующие им токи называются током включения ( $I_{вкл}$ ) и током удержания ( $I_{уд}$ ). Между точками *A* и *B* лежит зона *II*, в которой динистор обладает отрицательным дифференциальным сопротивлением. В соответствии со вторым законом Кирхгофа для схемы, представленной на рис. 11.13, имеем  $U_n = U_a + R_n I$ .

Решением этого уравнения будет точка пересечения линии нагрузки  $R_n$  и ВАХ динистора (рабочая точка). Если напряжение  $U_a$  на динисторе (рис. 11.14) достигает значения напряжения включения  $U_{вкл}$ , рабочая точка скачкообразно переходит из состояния *A* в *A'*. При уменьшении напряжения рабочая точка из *B* скачкообразно переходит в *B'*.

Обратная ветвь ВАХ динистора может быть разделена на две области: *IV* (область обратного смещения) и *V* (область пробоя структуры).

Таким образом, управление током  $I_n$  динистора возможно только за счет изменения величины и направления напряжения внешнего источника, приложенного между анодом и катодом прибора.

Тринистор представляет собой четырехслойную полупроводниковую структуру, в которой одна из базовых областей сделана управляющей (рис. 11.15). В зависимости от того, база какого условного транзистора сделана управляющей, различают тринисторы с анодным и катодным управлением. Базовый вывод дает возможность управлять током близлежащего эмиттера. Для этого на управляющий электрод (УЭ) необходимо подать напряжения такой полярности, которая обеспечит отпирание соответствующего эмиттерного перехода. В этом случае процессы отпирания и запираания тринистора, т. е. управление его током  $I_{\text{н}}$ , осуществляют не за счет

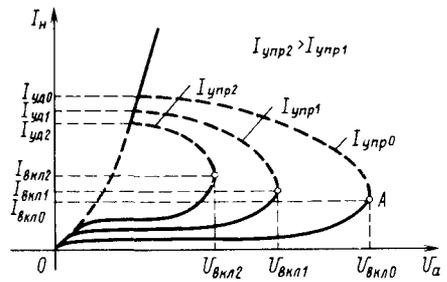


Рис. 11.16. Вольт-амперные характеристики тринистора

изменения приложенного между анодом и катодом напряжения внешнего источника (как у динистора), а за счет изменения напряжения на управляющем электроде, который является, как видно из рис. 11.15, входным электродом включенного в электрическую цепь тринистора. На рис. 11.16 приведены ВАХ тринистора, а на рис. 11.3, 15, 16 — его условные обозначения. Как видно из рис. 11.16, с возрастанием  $U_{\text{упр}}$  (а следовательно,  $I_{\text{упр}}$ ) уменьшается напряжение включения тринистора и при достаточно большом значении  $I_{\text{упр}}$  вид прямой ветви ВАХ тринистора будет аналогичен виду прямой ветви ВАХ диода.

### § 11.6. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ КАК ЭЛЕМЕНТЫ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ

Интегральную микросхему (ИС) или сборку можно получить либо в пластине твердого материала, либо на ее поверхности. В первом случае в теле полупроводникового материала создают слои резисторов, структуры транзисторов, диодов и конденсаторов, несущие заданные электронные функции. Такие ИС называются *полупроводниковыми*. На рис. 11.17 показаны электрическая схема и профиль структуры полупроводниковой ИС.

Во втором случае все элементы интегральной схемы (кроме активных) наносят на диэлектрическую пластину (подложку) в виде поликристаллических или аморфных слоев (пленок), выполняющих заданные функции пассивных элементов. Полученную ИС при необходимости помещают в корпус с внешними выводами. Активные элементы (диоды и транзисторы) навешивают на пленочную схему, в результате чего получают смешанную (пленочно-дискретную) ИС,

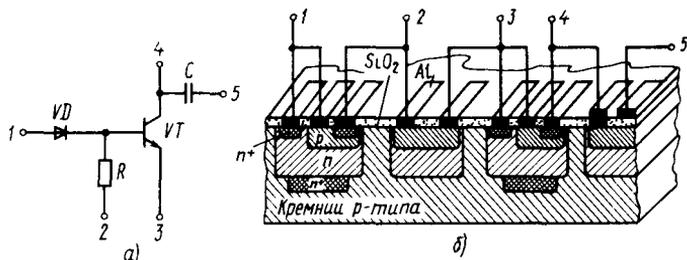


Рис. 11.17. Электрическая схема (а) и профиль структуры (б) полупроводниковой ИС:

1 — диод, 2 — резистор, 3, 4 — транзистор, 5 — конденсатор

которую называют *гибридной*. Электрическая схема и профиль структуры гибридной ИС показаны на рис. 11.18. Гибридная ИС (ГИС) — это гибкий, дешевый, оперативно проектируемый тип ИС, хорошо приспособленный к решению специальных частных задач. Спецификой ГИС могут быть либо высокие номиналы резисторов и конденсаторов, недостижимые в полупроводниковых ИС, либо прецизионность резисторов, обусловленная тем, что их номиналы можно подгонять до завершения технологического цикла и помещения ГИС в корпус, либо, наконец, повышенная функциональная сложность.

Однако наиболее распространены на практике и перспективны полупроводниковые ИС, так как они позволяют создавать надежные и достаточно сложные в функциональном отношении электронные устройства малых размеров при незначительной их стоимости.

Характерной особенностью полупроводниковой ИС является отсутствие среди ее элементов катушки индуктивности и тем более трансформатора. Это объясняется тем, что до сих пор не удалось использовать в твердом теле какие-либо физические явления, эквивалентные электромагнитной индукции. Поэтому при разработке ИС стараются реализовать необходимую функцию без использования индуктивностей или применяют навесные индуктивные элементы.

В настоящее время различают два класса полупроводниковых ИС: биполярные ИС и МДП ИС. Основной элемент биполярных ИС — *n-p-n*-транзистор, а МДП ИС — МДП-транзистор с индуцированным каналом. Все остальные элементы схемы (диоды, резисторы и конденсаторы) изготавливают на базе основного элемента и одновременно с ним.

Функциональную сложность ИС принято характеризовать *степенью интеграции*, т. е. числом элементов (чаще всего транзисторов), входящих в состав интегральной схемы. Для количественной оценки степени интеграции используют условный коэффициент

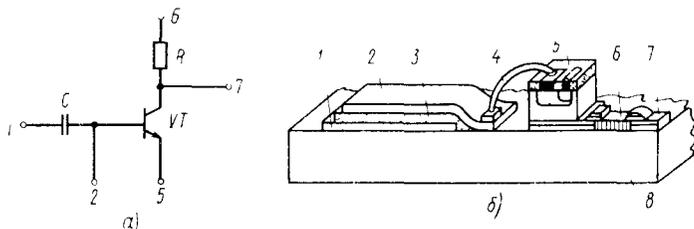


Рис. 11.18. Электрическая схема (а) и профиль структуры (б) гибридной ИС  
 1 — нижняя обкладка конденсатора, 2 — верхняя обкладка конденсатора, 3 — слой диэлектрика, 4 — соединительная шина; 5 — транзистор с контактами, 6 — резистор с контактами, 7 — контактная площадка, 8 — диэлектрическая подложка

$K = \lg N$ , где  $N$  — число элементов, входящих в ИС. Если  $K \leq 1$  (т. е.  $N \leq 10$ ), схему называют простой ИС;  $1 < K \leq 2$  — средний ИС (СИС);  $2 < K \leq 3$  — большой ИС (БИС);  $K > 3$  (т. е.  $N > 1000$ ) — сверхбольшой ИС (СБИС).

Применение ИС вместо дискретных элементов в качестве элементной базы электронных устройств дает значительные преимущества по надежности, габаритам, стоимости и другим показателям. Это связано с тем, что при использовании ИС отпадает необходимость в многочисленных паяных соединениях — основном источнике ненадежности, резко сокращаются габариты и масса электронных устройств (благодаря отсутствию корпусов и внешних выводов у каждого элемента ИС), существенно снижается их стоимость за счет исключения множества сборочных и монтажных операций.

### § 11.7. ИНДИКАТОРНЫЕ ПРИБОРЫ

*Индикаторными приборами* называют приборы, предназначенные для визуального представления информации. Важность таких приборов трудно переоценить, так как до 80% информации воспринимается человеком через органы зрения. Развитие систем программного управления, автоматического сбора и обработки информации, контрольно-измерительной аппаратуры, вычислительной техники и т. д. привело к созданию большого количества разнообразных приборов, воспроизводящих информацию в виде, удобном для зрительного восприятия.

Рассмотрим индикаторные приборы, предназначенные для преобразования электрических сигналов в графические образы. В основу действия таких приборов положены различные физические явления и процессы, наибольшее распространение среди которых получили электролюминесценция, процессы в газовом разряде, светозлучающие процессы в полупроводнике, оптические процессы

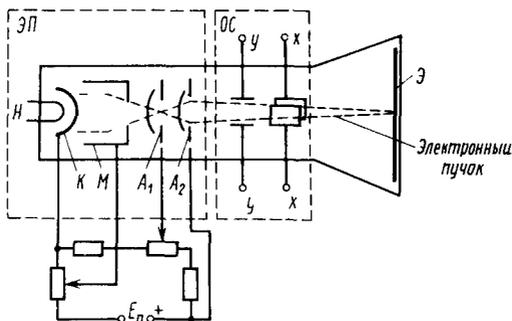


Рис 11.19 Схематическое устройство ЭЛТ с электростатическим управлением

в жидких кристаллах. Электролюминесценция и процессы, связанные с электрическим разрядом в газах, нашли применение в индикаторных электровакуумных приборах (ЭВП).

Явление свечения некоторых материалов при бомбардировке их направленным пучком электронов используется в ЭВП, называемых электронно-лучевыми трубками (ЭЛТ).

Электронно-лучевые трубки подразделяют на трубки с электростатическим и магнитным управлением. В первых для управления пучком электронов применяют электрическое поле, а во вторых — магнитное.

ЭЛТ с магнитным управлением получили широкое распространение в качестве устройств отображения информации и, в частности, в качестве индикаторных устройств дисплеев ЭВМ.

Электронно-лучевые трубки с электростатическим управлением обеспечивают более высокие частотные свойства, поэтому их широко используют в качестве индикаторов электронных осциллографов.

Рассмотрим работу электронно-лучевой трубки с электростатическим управлением, конструкция которой схематически показана на рис. 11.19. Она представляет собой стеклянную колбу, в узкой части которой расположены электронный прожектор (ЭП) и отклоняющая система (ОС). В торцевой части колбы находится экран (Э), покрытый специальным составом — люминофором, способным светиться при бомбардировке электронным пучком. Электронный прожектор состоит из подогреваемого нитью накала (Н) катода (К), модулятора (М) и двух анодов ( $A_1$  и  $A_2$ ).

Электроны, покинувшие катод, образуют электронное облако, которое под действием поля анодов движется в сторону экрана, формируя электронный пучок. Этот пучок проходит модулятор, выполненный в виде полого цилиндра с отверстием в донной части. К модулятору прикладывается отрицательное относительно катода напряжение в несколько десятков вольт. Это напряжение создает тормозящее поле, предварительно фокусирующее электронный пучок и изменяющее яркость свечения

экрана Для получения требуемой энергии (скорости) электронного пучка на аноды подается положительное относительно катода напряжение: на анод  $A_1$  — порядка нескольких сотен, а на анод  $A_2$  — нескольких тысяч вольт. Значение напряжения для анода  $A_2$  выбирают из условия установки фокуса второй электростатической линзы в плоскости экрана.

Отклоняющая система ЭЛТ состоит из двух пар взаимно перпендикулярных пластин, расположенных симметрично относительно оси колбы. Напряжение, прикладываемое к пластинкам, искривляет траекторию электронного пучка, вызывая тем самым отклонение светового пятна на экране.

**Газоразрядные приборы** для отображения информации используют явление свечения газа, вызванное приложенным к нему напряжением.

*Неоновая лампа* — простейший индикаторный прибор с тлеющим разрядом. Она имеет два электрода, выполненных в виде дисков или стержней различной конфигурации, помещенных в герметичный стеклянный баллон, заполненный газовой смесью на основе неона. Под действием внешнего напряжения между электродами возникает тлеющий разряд, сопровождающийся свечением газа.

Напряжение зажигания неоновой лампы составляет от нескольких десятков до сотен вольт при прямом токе порядка единиц миллиампер.

*Знаковый газоразрядный индикатор* по принципу действия аналогичен неоновой лампе. В нем для отображения информации имеется несколько катодов, формы которых повторяют требуемые цифровые или буквенные символы.

Отличительная особенность рассмотренных индикаторных приборов — необходимость в высоковольтном источнике питания, напряжение которого лежит в пределах от сотен вольт (для газоразрядных приборов) до десятков киловольт (для электронно-лучевых трубок). Применение таких приборов в современной низковольтной аппаратуре, выполненной на интегральных микросхемах, неоправданно усложняет ее.

В последнее время разработаны низковольтные индикаторные приборы, рабочее напряжение которых лежит в пределах от единиц до десятков вольт. Это вакуумные накаливаемые и люминесцентные, полупроводниковые и жидкокристаллические индикаторы. Конструкция таких индикаторов позволяет синтезировать из небольшого числа элементов — светоизлучающих сегментов — большое число цифр и букв, что по сравнению с газоразрядными индикаторами делает их более универсальными.

**Низковольтные индикаторы** по принципу действия классифицируют на активные (основаны на преобразовании энергии электрического тока в световой поток) и пассивные (основаны на модуляции внешнего светового потока под действием электрического поля). К первому классу относятся вакуумные накаливаемые, полупроводниковые и вакуумные люминесцентные индикаторы, ко второму — жидкокристаллические индикаторы.

*Вакуумный накаливаемый индикатор* представляет собой электровакуумный прибор, внутри которого расположены элементы излучения в виде нитей накаливания.

Индикатор выполняется в виде цилиндрического или прямоугольного стеклянного баллона, в котором помещено диэлектрическое основание, как правило, черного цвета. На основании установлены опоры, между которыми подвешено от семи до десяти самостоятельно управляемых прямых нитей накаливания. Эти нити изготовляют витыми из вольфрамового сплава толщиной около 60 мкм. Один из концов всех нитей накаливания делают общим, а другие концы выводят из баллона для внешней коммутации.

Применение облегченного температурного режима (температура нагрева спирали не превышает 1250°C, что примерно вдвое ниже температуры нитей обычных ламп накаливания) исключает провисание нитей и позволяет обеспечить достаточно высокую надежность работы индикатора.

Из всех низковольтных приборов вакуумные накаливаемые индикаторы обладают самой высокой яркостью свечения, что позволяет эксплуатировать их в любых условиях внешнего освещения, вплоть до прямого солнечного света. Цвет свечения индикатора соломенно-желтый. Внутреннее расположение нитей дает возможность отображать арабские цифры от 0 до 9, а также многие буквы русского и латинского алфавитов.

*Полупроводниковый индикатор* выполняют на основе светоизлучающих диодов. Используя различный исходный материал, можно получить светоизлучающие диоды с различным цветом свечения — от красного до зеленого. Светодиодные индикаторы изготовляют бескорпусными либо в металлическом, металлокерамическом или пластмассовом корпусах. При этом во всех конструкциях принимают специальные меры для визуального увеличения размеров индикатора: используют фокусирующие и диффузионные линзы, прозрачные пластмассовые корпуса, создают многократные отражения от внутренних поверхностей излучающего диода и т. д. Диаметр светового пятна индикатора составляет 1,5...4 мм.

Светоизлучающие диоды применяют автономно в виде семи—десяти сегментных знаков синтезирующих индикаторов либо набирают в матричные и мозаичные панели одного или различных цветов. В зависимости от размера символа в каждом сегменте может использоваться либо один, либо несколько последовательно включенных светодиодов. Высота символа в индикаторе колеблется от 2,5 до 18...25 мм.

Для составления многоразрядных индикаторов одnorазрядные индикаторы объединяют в группы, содержащие от 2 до 12 приборов. Такие индикаторы широко применяют в микрокалькуляторах.

Наиболее универсальными являются матричные полупроводниковые индикаторы, позволяющие отображать арабские цифры от 0 до 9, римские цифры, буквы русского и латинского алфавитов, различные знаки и символы. Такие индикаторы представляют собой матрицы (панели), содержащие, например, 7 × 5 или 8 × 5 светоизлучающих светодиодов, соединенных таким образом, что для высвечивания конкретной световой точки необходимо подать напряжение на выводы соответствующих строки и столбца.

Электрические параметры полупроводниковых индикаторов определяются как их конструкцией, так и типом исходного полупроводникового материала. Рабочее напряжение одного светодиода лежит в интервале от 1,5 до 2,5 В, а ток — от 3 до 20 мА.

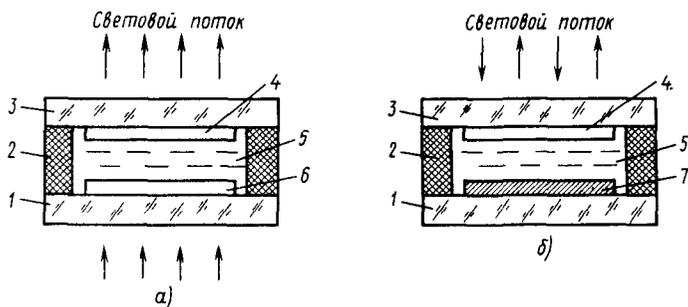


Рис. 11.20. Конструкция жидкокристаллического индикатора, работающего на про- свет (а) и на отражение (б):

1, 3 — стеклянные пластины; 2 — клеевое соединение; 4 — передний прозрачный электрод; 5 — жидкокристаллическое вещество; 6 — задний прозрачный электрод; 7 — задний отражающий электрод

**Жидкокристаллический индикатор (ЖКИ)** по своей природе пассивен, т. е. требует внешнего освещения, и работает за счет изменения оптической плотности жидкого кристалла. По способу использования внешнего освещения ЖКИ подразделяют на индикаторы, работающие на просвет и на отражение.

Конструктивно ЖКИ состоят из двух параллельно расположенных стеклянных пластин, на внутренних поверхностях которых нанесены пленочные электроды (рис. 11.20). Межэлектродное пространство заполнено жидкокристаллическим веществом. Один из электродов выполняется в виде рисунка отображаемого знака, а второй является общим. У ЖКИ, работающего на просвет, оба электрода прозрачны, а у ЖКИ, работающего на отражение, внутренний общий электрод имеет зеркальную поверхность. В зависимости от свойств используемых жидких кристаллов возможно получение одноцветных темных изображений на светлом фоне или светлых изображений на темном фоне. Возможно также получение цветных изображений.

В настоящее время промышленностью выпускаются одnorазрядные и много- разрядные цифровые, а также шкальные жидкокристаллические индикаторы.

Индикаторы питаются переменным током, не содержащим постоянной составляющей, напряжением от 3 до 24 В. Ток потребления составляет десятки микроампер.

Основными преимуществами жидкокристаллических индикаторов являются сверхмалое потребление энергии, хорошие яркость и контрастность изображения при сильном внешнем освещении, согласованность по уровням напряжения с КМОП-интегральными схемами, простота конструкции и высокая долговечность. К недостаткам относятся малый интервал рабочих температур и большая инерционность.

## § 11.8. ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРИБОРЫ. ПОНЯТИЕ ОБ ОПТОЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРАХ

**Фотоэлектрическими** называют электронные приборы, преобразующие энергию излучения в электрическую энергию. Такие при-

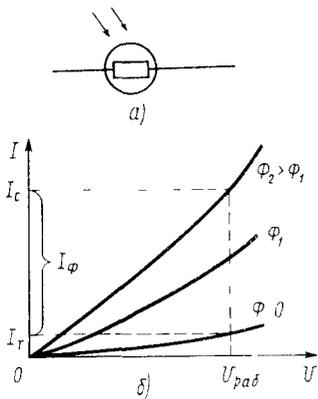


Рис. 11.21. Условное обозначение (а) и вольт-амперные характеристики (б) фоторезистора

**Фоторезистор** – полупроводниковый прибор, электрическое сопротивление которого изменяется в зависимости от интенсивности и спектрального состава внешнего излучения. На рис. 11.21 показаны условное обозначение и типовые ВАХ фоторезистора для нескольких значений светового потока  $\Phi$ . При отсутствии внешнего светового потока ( $\Phi=0$ ) сопротивление фоторезистора велико и определяется собственной проводимостью полупроводникового материала. Ток, обусловленный собственной проводимостью, называется *темновым* ( $I_r$ ). Под действием светового потока сопротивление фоторезистора уменьшается. В этом случае ток называется *световым* ( $I_c$ ). Разность между световым и темновым токами составляет *фототок*  $I_\Phi$ . Конструктивно фоторезисторы выполняют в металлическом или пластмассовом корпусе с прозрачным окном, под которым расположен полупроводниковый материал.

**Фотодиод** по структуре аналогичен обычному полупроводниковому диоду. Отличие состоит в том, что его корпус снабжен дополнительной линзой, создающей внешний световой поток, направленный, как правило, перпендикулярно плоскости *p-n*-перехода (рис. 11.22, а). Прибор может работать в режимах фотопреобразователя и фотогенератора (рис. 11.22, б).

В режиме фотопреобразователя в цепь фотодиода включают внешний источник питания (рис. 11.22, а), обеспечивающий обратное смещение *p-n*-перехода. Если переход не освещен, то создается обратный геммовый ток. При освещении перехода к темновому току добавляется фототок, значение которого не зависит от приложенного напряжения и пропорционально интенсивности светового потока  $\Phi$  (см. рис. 11.22, б).

В режиме фотогенератора фотодиод сам является источником фото-эдс (рис. 11.22, г), значение которой пропорционально интенсивности светового потока. Типовое значение фото-эдс  $E = U_x$  кремниевого фотодиода составляет 0,5...0,55 В, а значение тока короткого замыкания  $I_x$  при среднем солнечном освещении равно 20...25 мА/см<sup>2</sup>.

**Фототранзистор** по структуре аналогичен структуре биполярного транзистора (рис. 11.23, а). Он обладает более высокой чувствительностью, чем фотодиод.

боры могут строиться на фотоэффекте как в вакууме или газе, так и в полупроводнике. В настоящее время наибольшее распространение получили фотоэлектрические приборы, принцип действия которых основан на внутреннем фотоэффекте. Суть его заключается в увеличении под действием внешнего света концентрации свободных носителей заряда, а следовательно, и проводимости полупроводниковых материалов. Получаемая таким образом проводимость называется *фотопроводимостью*. Она сочетается с собственной проводимостью полупроводникового материала. Фотопроводимость зависит от интенсивности и спектрального состава внешнего светового потока.

Внутренний фотоэффект может быть реализован в различных типах полупроводниковых приборов. Рассмотрим основные из них.

Световой поток воздействует перпендикулярно плоскости эмиттерного  $p$ - $n$ -перехода, генерируя в базе пары носители заряда. Основные для базы носители заряда притягиваются коллекторным переходом, увеличивая коллекторный ток. Однако этот ток является только частью тока коллектора, так как уход из базы неосновных носителей создает в ней нескомпенсированный объемный заряд основных носителей. Этот заряд снижает потенциальный барьер эмиттерного перехода. В результате происходит увеличение количества носителей заряда, инжектируемых эмиттером в область базы, а следовательно, и увеличение коллекторного тока. Таким образом, в фототранзисторе происходит усиление фототока, что и объясняет большую чувствительность его по сравнению с фотодиодом.

Из рассмотренного принципа работы фототранзистора следует, что вывод базы является необязательным (см. рис. 11.23, б). Вольт-амперные характеристики фототранзистора, используемого без вывода базы, аналогичны характеристикам биполярного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером. Отличие состоит в том, что управляющим параметром является не ток базы, а световой поток  $\Phi$  (рис. 11.23, в).

Внутренний фотоэффект в полупроводнике может быть использован для построения и других полупроводниковых приборов: фототиристора, фототранзистора и др. Следует отметить, что широкого самостоятельного применения приборы с внутренним фотоэффектом не получили. Объясняется это тем, что значение фототока зависит не только от интенсивности светового потока, но и от его спектрального состава. Изменение последнего приводит к неоднозначным резуль-

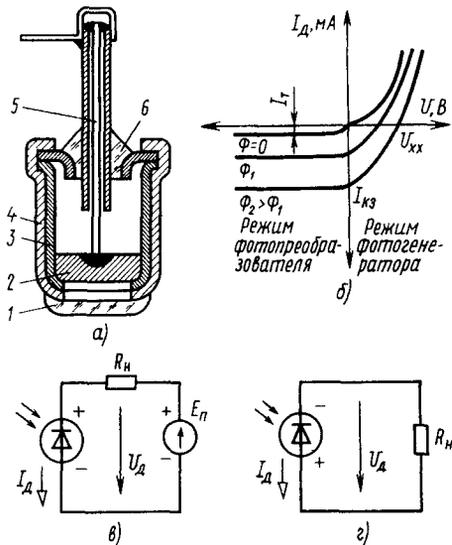


Рис. 11.22. Фотодиод:

$a$  — конструкция (1 — стеклянная линза, 2 — кристалл с  $p$ - $n$ -переходом, 3 — кристаллодержатель, 4 — корпус, 5 — внутренний вывод, 6 — герметизация корпуса); б — вольт-амперная характеристика; в — схема включения для фотопреобразовательного режима работы; г — схема включения для фотогенераторного режима работы

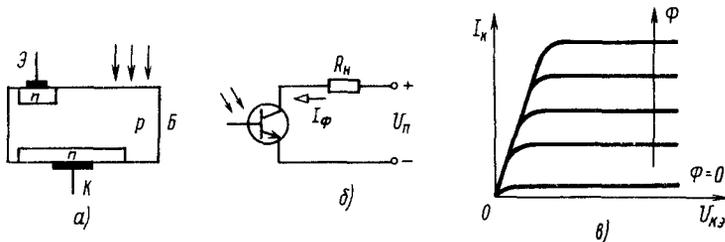


Рис. 11.23. Фототранзистор:

$a$  — структура; б — схема включения; в — семейство выходных характеристик

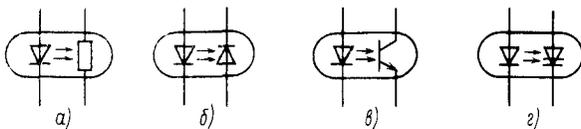


Рис. 11.24. Условные обозначения оптопары:  
 а — резистивная; б — диодная; в — транзисторная с биполярным тран-  
 зистором; г — тиристорная

татам в работе устройств, содержащих указанные приборы. Этого недостатка лишены оптоэлектронные приборы (оптопары).

**Оптоэлектронный прибор** содержит одновременно источник и приемник световой энергии. Для оптопары как входным, так и выходным параметром является электрический сигнал, причем гальваническая связь между входной и выходной цепями отсутствует. В качестве излучателя оптопары могут быть использованы инфракрасный излучающий диод, светоизлучающий диод, люминесцентный излучатель или полупроводниковый лазер. Наибольшее распространение в настоящее время получил инфракрасный излучающий диод, что объясняется простотой его структуры, управления и высоким кпд. В качестве приемника оптопары находят применение рассмотренные выше фотоэлектрические приборы: фоторезистор, фотодиод, фототранзистор и др. Условные обозначения оптопары, включающей различные приемники, приведены на рис. 11.24.

Для усиления и согласования выходного сигнала оптопары со стандартным уровнем напряжения, используемым для передачи и преобразования цифровых сигналов, служат оптоэлектронные микросхемы. В них применяются, как правило, диодная оптопара (как обладающая максимальным быстродействием) и импульсный усилитель.

### Контрольные вопросы

1. Как определяют дифференциальное и статическое сопротивления?
2. Какие виды пробоя  $p-n$ -перехода существуют и в чем их отличие?
3. В чем заключается принцип действия биполярного транзистора?
4. Какой из схем включения биполярного транзистора отдается предпочтение и почему?
5. Поясните статические характеристики транзистора.
6. В чем различие принципа действия полевого транзистора с  $p-n$ -переходом и МДП-транзистора?
7. Каким преимуществом обладает транзистор по сравнению с динистором?
8. Чем отличаются полупроводниковые интегральные схемы от гибридных?
9. Поясните принцип действия ЭЛТ с электростатическим управлением.
10. На каких физических свойствах и явлениях основан принцип действия различных индикаторных приборов?
11. Что такое активные и пассивные индикаторы?
12. Какие существуют разновидности конструкций полупроводниковых индикаторов?

## ГЛАВА 12

# РАСЧЕТ НЕЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И ЭЛЕКТРОННЫХ ЦЕПЕЙ

### § 12.1. МЕТОДЫ РАСЧЕТА НЕЛИНЕЙНЫХ ЦЕПЕЙ

*Нелинейным* называется такой элемент, основным параметр которого зависит от значений или направлений либо тока через данный элемент, либо напряжения на его выводах. Условные графические обозначения пассивных нелинейных элементов цепи — резистора, индуктивной катушки и конденсатора — были приведены в гл. 1 (см. рис. 1.3), а полупроводниковых приборов — в гл. 11 (см. рис. 11.3). Их вольт-амперные характеристики носят явно выраженный нелинейный характер.

Электрическая цепь, содержащая хотя бы один нелинейный элемент, является также нелинейной. Строго говоря, все электрические цепи являются нелинейными хотя бы потому, что с изменением тока изменяется температура проводников, а следовательно, и их сопротивление. Однако, поскольку расчет нелинейных цепей значительно сложнее, чем линейных, во многих практических случаях, когда в рабочем диапазоне изменения напряжений и токов характеристики элементов близки к линейным, непостоянством параметров пренебрегают.

Расчет нелинейных цепей требует, как правило, использования ЭВМ. Объясняется это тем, что в нелинейной цепи в отличие от линейной кроме токов и напряжений, подлежащих обычно определению, неизвестными являются также зависящие от них параметры нелинейных элементов. Поэтому электрическое состояние такой цепи описывается системой нелинейных уравнений, для решения которой используют либо графоаналитические, либо численные методы.

В основе большинства конкретных графоаналитических и численных методов, широко применяемых на практике для расчета нелинейных цепей, содержащих как неуправляемые, так и управляемые нелинейные элементы, лежит метод линеаризации.

Метод линеаризации заключается в замещении нелинейного элемента эквивалентной линейной схемой, справедливой для ограниченного диапазона изменения тока и напряжения в нелинейном элементе. Такое замещение нелинейного элемента позволяет описывать электрическое состояние нелинейной цепи с помощью системы линейных уравнений. Практическим воплощением метода линеаризации является *метод кусочно-линейной аппроксимации*, заключающийся в замене заданной нелинейной характеристики ломаной прямой с одной или несколькими точками излома.

Наиболее просто эта задача решается в частном случае, когда нелинейность характеристики мала или когда участок характеристики, в пределах которого рабо-

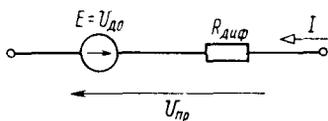


Рис. 12.1. Эквивалентная линейная схема диода при прямом напряжении

мой, отсекающей на оси абсцисс отрезок, равный напряжению  $U_{до}$ , называемому остаточным напряжением диода (для германиевых диодов  $U_{до} \approx 0,4 \dots 0,5$  В, для кремниевых  $U_{до} \approx 0,6 \dots 0,7$  В). Котангенс угла наклона этой прямой к оси абсцисс в соответствии с (11.1) равен дифференциальному сопротивлению диода  $R_{диф}$  (для германиевых диодов  $R_{диф} \approx 0,2 \dots 0,3$  Ом, для кремниевых  $R_{диф} \approx 0,8$  Ом). При прямом смещении  $p$ - $n$ -перехода за счет остаточного напряжения  $U_{до}$  и падения напряжения на сопротивлении  $R_{диф}$  прямое падение напряжения на диоде

$$U_{пр} = U_{до} + IR_{диф} \quad (12.1)$$

Принимая за рабочий участок ВАХ диода при подаче на него прямого напряжения участок  $CD$  и учитывая примерно линейный характер изменения тока и напряжения в пределах этого участка, можно считать в (12.1) сопротивление  $R_{диф}$  линейным, равным дифференциальному сопротивлению нелинейного элемента при заданном прямом токе. В этом случае нелинейный элемент может быть замещен эквивалентной линейной схемой, приведенной на рис. 12.1.

Применение аппроксимации ВАХ нелинейных элементов для расчета нелинейных цепей более подробно рассмотрено ниже.

Одной из разновидностей метода линеаризации является *метод эквивалентной линеаризации*, применяемый для линеаризации цепей переменного тока, имеющих относительно малую нелинейность. т. е. когда высшие гармоники невелики и поэтому режим близок к синусоидальному.

В соответствии с этим методом замена нелинейного элемента эквивалентной линейной схемой может быть осуществлена по принципу гармонического или энергетического баланса. В этом случае предполагается, что ток через нелинейный элемент и элементы эквивалентной ему линейной схемы является синусоидальным  $i = I_m \sin \omega t$ . Если строго следовать этому методу, то элементы эквивалентной линей-

ной схемы должны подбираться по принципу гармонического баланса так, чтобы амплитуда синусоидальной или соответственно косинусоидальной составляющей основной гармоники напряжения на нелинейном элементе была равна амплитуде напряжения на элементах эквивалентной линейной схемы. Однако в большинстве практических случаев вполне допустимо говорить о равенстве амплитуд напряжений на указанных элементах, что значительно упрощает анализ и расчет нелинейных цепей и дает приемлемые для практических целей результаты.

По принципу энергетического баланса эквивалентное линейное сопротивление или линейный накопитель энергии подбирается из условия равенства активной или соответственно реактивной мощности на зажимах нелинейного элемента и его линейной эквивалентной схемы. Легко убедиться в том, что оба принципа дают одинаковый результат.

Метод эквивалентной линеаризации был применен и нами при рассмотрении магнитных цепей (см § 6.9, 7.3).

При графоаналитическом методе расчета нелинейных цепей применяют также метод эквивалентных преобразований (см. § 1.5) и особенно широко — метод пересечения характеристик, часто называемый методом опрокинутой характеристики, суть которого подробно рассмотрена в § 12.2.

## § 12.2. РАСЧЕТ НЕЛИНЕЙНЫХ ЦЕПЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Метод эквивалентных преобразований является самым простым из всех применяемых на практике графоаналитических методов анализа и расчета простейших нелинейных электрических цепей. При этом методе группа нелинейных элементов цепи заменяется одним эквивалентным элементом. Однако в случае нелинейных цепей параметр эквивалентного элемента может быть определен только с помощью его характеристики, построенной графическим путем. Например, при последовательном соединении линейных и нелинейных резисторов определить ток  $I$  в цепи (рис. 12.2, а) с помощью закона Ома не представляется возможным, так как сопротивления  $R_1$  и  $R_3$  нелинейных резисторов зависят от тока. Эту задачу можно решить, построив ВАХ эквивалентного резистора (рис. 12.2, б), являющегося нелинейным элементом. Поскольку при любом значении тока  $I$  напряжение на эквивалентном резисторе должно быть равно напряжению  $U$  на входных зажимах цепи, ВАХ эквивалентного резистора может быть построена путем суммирования ординат ВАХ всех входящих в рассматриваемую цепь резисторов  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_3$ . Согласно второму закону Кирхгофа, для цепи, изображенной на рис 12.2, а,  $U_{R_{\text{эб}}}(I) = U(I) = U_1(I) + U_2(I) + U_3(I)$ .

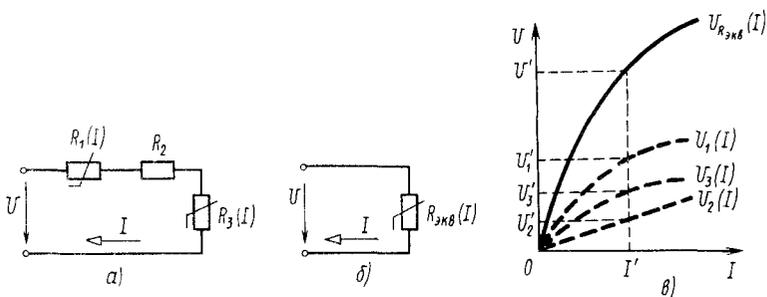


Рис 12.2 Схема цепи с последовательным соединением линейного и нелинейных резисторов (а), эквивалентная схема цепи (б) и вольт-амперные характеристики элементов с сопротивлениями  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_{\text{эб}}$  (в)

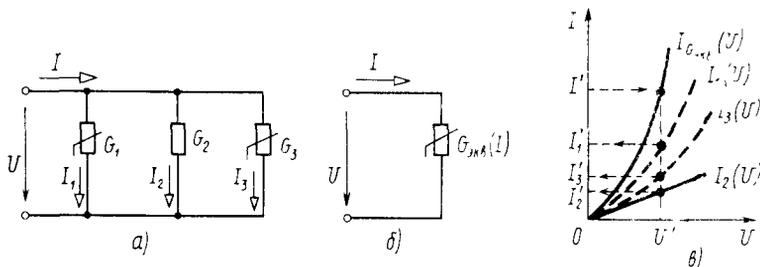


Рис. 12.3. Схема цепи с параллельным соединением линейного и нелинейных резисторов (а), эквивалентная схема цепи (б) и вольт-амперные характеристики элементов с проводимостями  $G_1$ ,  $G_2$ ,  $G_3$ ,  $G_{экв}$  (в)

Соответствующие данному выражению ВАХ имеют вид, показанный на рис. 12.2, в. С помощью ВАХ  $U_R_{экв}(I)$  можно определить графическим путем ток  $I'$  в цепи для любого заданного значения напряжения  $U'$ , а затем при наличии ВАХ элементов  $R_1(I)$ ,  $R_2$  и  $R_3(I)$  — соответствующие найденному току значения напряжений  $U'_1$ ,  $U'_2$ ,  $U'_3$  на рассматриваемых элементах (см. рис. 12.2, в).

При параллельном соединении резисторов (рис. 12.3, а) ВАХ эквивалентного элемента (рис. 12.3, б) определяется также графическим путем. Так как для любого значения напряжения  $U$  ток  $I$  через эквивалентный элемент  $G_{экв}(U)$  (рис. 12.3, б) и ток  $I$  на входе цепи (рис. 12.3, а) должны быть равны, то ВАХ эквивалентного элемента может быть построена (рис. 12.3, в) путем суммирования ординат ВАХ элементов  $G_1(U)$ ,  $G_2$  и  $G_3(U)$ . В соответствии с первым законом Кирхгофа,  $I_{G_{экв}}(U) = I(U) = I_1(U) + I_2(U) + I_3(U)$ . Вольт-амперная характеристика эквивалентного элемента позволяет определить напряжение  $U'$  на входе цепи для любого заданного значения тока  $I'$ , после чего не представляет труда найти соответствующие ему значения токов  $I'_1$ ,  $I'_2$ ,  $I'_3$  через рассматриваемые элементы цепи.

В случае смешанного соединения нелинейных элементов характеристику эквивалентного элемента получают при поочередном выполнении рассмотренных построений. При этом изложенный метод распространяется на любое число последовательно и параллельно включенных линейных и нелинейных элементов.

Метод эквивалентных преобразований целесообразно применять только для неуправляемых нелинейных элементов и фиксированных значений параметров линейных элементов. Если же нелинейный элемент электрической цепи является управляемым или требуется провести анализ режима цепи при дискретном изменении параметра линейного элемента, метод эквивалентного преобразова-

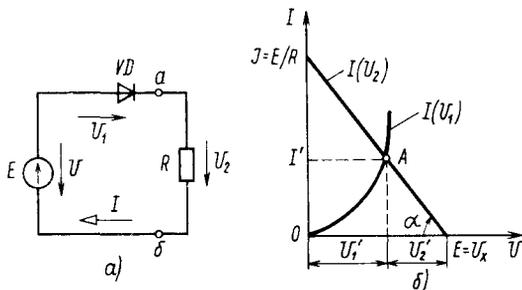


Рис. 12.4. Схема цепи с последовательным соединением нелинейного ( $VD$ ) и линейного ( $R$ ) элементов ( $a$ ) и графическое решение уравнения (12.2) ( $b$ )

ния оказывается слишком громоздким из-за многократного построения результирующей характеристики эквивалентного элемента.

Метод пересечения характеристик (метод опрокинутой характеристики) обычно используют для анализа и расчета цепи, содержащей полупроводниковый элемент. Сущность этого метода заключается в следующем. Пусть имеется простая цепь (рис. 12.4,  $a$ ), состоящая из последовательно соединенных нелинейного элемента — полупроводникового диода  $VD$  — и линейного элемента — резистора  $R$ , служащего нагрузочным резистором цепи. Такая цепь часто встречается на практике, так как во внешнюю цепь диода включают, как правило, именно резистор. Для приведенной неразветвленной цепи

$$I_R = I_D = I$$

или

$$(E - U_1)/R = U_1/R_D, \quad (12.2)$$

где  $E$  — эдс источника;  $U_1$  — напряжение на диоде;  $R_D$  — статическое сопротивление диода в рабочей точке (точка  $A$  на рис. 12.4,  $b$ ).

Неизвестной величиной в уравнении (12.2) является напряжение  $U_1$ , связь которого с током  $I$  цепи, приведенной на рис. 12.4,  $a$ , представляет ВАХ диода  $I(U_1)$ . Левый член уравнения (12.2), представляющий отношение  $U_2/R$  (рис. 12.4,  $a$ ), графически изображается прямой линией  $I(U_2)$ , называемой *линией нагрузки* или *нагрузочной прямой* (в данном случае для линейного элемента  $R$ ), являющейся опрокинутой ВАХ линейного резистора (отсюда и название метода — опрокинутой характеристики). Ее легко построить вместе с ВАХ диода, представляющей графическую интерпретацию отношения  $U_1/R_D$ , положительная ветвь которой показана на рис. 12.4,  $b$  (кривая  $I(U_1)$ ). Нагрузочную прямую  $I(U_2)$  для линейного со-

противления  $R$  нагрузочного резистора обычно строят по двум точкам, соответствующим режимам холостого хода ( $R_{д} = \infty$ ) и короткого замыкания ( $R_{д} = 0$ ) рассматриваемой цепи. В первом случае, полагая  $I = 0$ , определяют отрезок  $U = U_x = E$ , отсекаемый нагрузочной прямой на оси абсцисс при холостом ходе. Для второго случая, полагая  $U = 0$ , находят отрезок, отсекаемый нагрузочной прямой на оси ординат. Он равен току короткого замыкания  $I_x = E/R$ .

Линию нагрузки можно построить также, проведя ее из точки на оси абсцисс, соответствующей напряжению питания  $E$ , под углом  $\alpha$  (к горизонтالي), тангенс которого обратно пропорционален  $R$  (рис. 12.4, б):

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{m_I}{m_U} \frac{1}{R}.$$

Точка  $A$  пересечения линии нагрузки с ВАХ диода является решением уравнения (12.2) и представляет собой рабочую точку. Проекция этой точки на оси координат определяют рабочий режим цепи, т. е. значение тока  $I'$  в цепи диода с нагрузочным резистором  $R$  и соответствующие ему значения напряжений на диоде  $U_1$  и резисторе  $U_2$  (рис. 12.4, б).

Метод пересечения характеристик широко применяют для анализа нелинейных цепей стабилизации напряжения.

Принцип стабилизации напряжения состоит в том, что с помощью нелинейного элемента можно получить относительное изменение напряжения на выходе  $(\Delta U_{\text{вых}})_{\text{отн}} = \Delta U_{\text{вых}}/U_{\text{вых}}$  значительно меньше относительного изменения напряжения на входе  $(\Delta U_{\text{вх}})_{\text{отн}} = \Delta U_{\text{вх}}/U_{\text{вх}}$ . Отношение вида

$$(k_U)_{\text{ст}} = (\Delta U_{\text{вх}})_{\text{отн}} / (\Delta U_{\text{вых}})_{\text{отн}}$$

называется коэффициентом стабилизации по напряжению

Аналогично, коэффициентом стабилизации по току называется отношение

$$(k_I)_{\text{ст}} = (\Delta I_{\text{вх}})_{\text{отн}} / (\Delta I_{\text{вых}})_{\text{отн}},$$

где  $(\Delta I_{\text{вых}})_{\text{отн}} = \Delta I_{\text{вых}}/I_{\text{вых}}$  — относительное изменение выходного тока (тока нагрузки), соответствующее относительному изменению входного напряжения  $(\Delta U_{\text{вх}})_{\text{отн}}$ .

Нетрудно заметить, что чем выше коэффициент стабилизации, тем с большей точностью осуществляется стабилизация выходного напряжения.

Нелинейные электрические цепи, в которых для стабилизации напряжения используются стабилитроны (стабисторы), называют параметрическими стабилизаторами. Схема простейшей цепи параметрического стабилизатора напряжения приведена на рис. 12.5, а. Она состоит из стабилитрона  $VD$ , балластного резистора  $R_{\text{бал}}$  и на-

грузочного резистора  $R_{\text{н}}$ . В соответствии со вторым законом Кирхгофа и, учитывая, что  $U_{\text{вых}} = U_{\text{ст}}$ , для рассматриваемой цепи

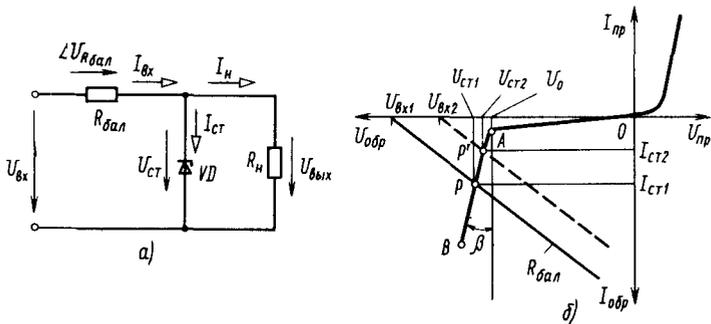


Рис. 12.5. Простейшая схема параметрического стабилизатора напряжения (а) и его ВАХ (б)

$$U_{ст} + \Delta U_{R_{бал}} = U_{вх}, \quad (12.3)$$

где  $\Delta U_{R_{бал}} = I_{вх} R_{бал}$  — падение напряжения на балластном резисторе.

Графическое изображение первого члена выражения (12.3) представляет собой ВАХ стабилитрона (участок  $AB$  на рис. 12.5, б)  $U_{ст}$  ( $I_{ст}$ ), а второго — нагрузочную прямую балластного резистора. Решением уравнения (12.3) будет точка пересечения (рабочая точка) линии нагрузки  $R_{бал}$  с ВАХ стабилитрона на участке  $AB$ . Рабочую точку обычно выбирают на середине участка  $AB$  (точка  $P$ ). Принцип стабилизации напряжения основан на предположении, что выходное напряжение

$$U_{вых} = U_{ст} \approx U_0, \quad (12.4)$$

где  $U_0$  — напряжение пробоя стабилитрона.

Выражение (12.4) было бы справедливо при условии строго вертикального положения участка  $AB$ .

Однако, как видно из рис. 12.5, б, при уменьшении напряжения  $U_{вх}$  произойдет соответственно уменьшение тока  $I_{вх}$ , а следовательно, и тока  $I_{ст}$ . Рабочая точка  $P$  переместится в точку  $P'$ . Разница  $\Delta U_{ст} = \Delta U_{вых} = U_{ст1} - U_{ст2}$  будет зависеть от угла  $\beta$  между линией  $AB$  и вертикалью, что определяется соотношением

$$\operatorname{tg} \beta = (m_U/m_I) \Delta U_{ст} / \Delta I_{ст}, \quad (12.5)$$

где  $\Delta I_{ст} = I_{ст1} - I_{ст2}$

Сравнивая (12.5) и (11.1), нетрудно убедиться, что значение  $\operatorname{tg} \beta$  пропорционально значению  $R_{диф}$ . Таким образом, чем меньше дифференциальное сопротивление стабилитрона (стабистора), тем в большей степени справедливо равенство (12.4), а следовательно, тем выше точность стабилизации (больше значение коэффициента стабилизации) в приведенной на рис. 12.5, а схеме параметрического стабилизатора. В этом случае можно считать, что при изменении входного напряжения от  $U_{вх1}$  до  $U_{вх2}$

$$U_{ст1} \approx U_{ст2} \approx U_0 = U_{вых}.$$

При этом разница в значениях входного напряжения  $\Delta U_{вх} = U_{вх1} - U_{вх2}$  в основном приходится на балластный резистор, изменение падения напряжения на котором  $\Delta U_{R_{бал}} = (I_{вх1} - I_{вх2}) R_{бал}$ .

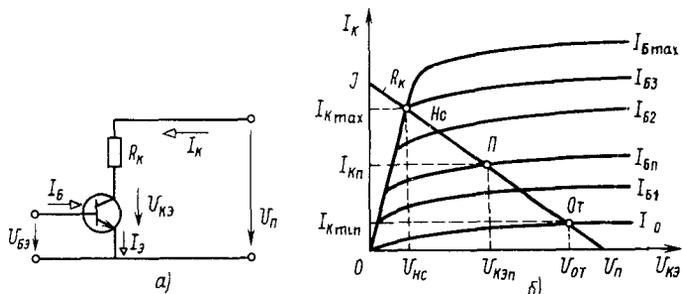


Рис. 12.6. Нелинейная цепь с биполярным транзистором (а) и ее ВАХ (б)

Значение коэффициента стабилизации и допустимые пределы изменения  $U_{\text{вх}}$ , в которых осуществляется стабилизация  $U_{\text{вых}}$ , нетрудно определять графическим путем (рис. 12.5, б).

Метод пересечения характеристик удобно использовать также при анализе нелинейных цепей постоянного тока, содержащих управляемые нелинейные элементы. Так, этот метод широко распространен на практике для расчета и анализа транзисторных нелинейных цепей по постоянному току.

На рис. 12.6, а показана нелинейная цепь, в которой в качестве нелинейного элемента использован биполярный транзистор  $n-p-n$ -типа (схема ОЭ), в коллекторную цепь которого включен линейный нагрузочный резистор  $R_K$ . Данная цепь представляет собой простейший усилительный каскад, к цепи коллектор—эмиттер которого приложено постоянное напряжение питания каскада  $U_{\text{п}}$ , запирающее коллекторный переход. Постоянное напряжение источника, питающего цепь база—эмиттер, открывает эмиттерный переход транзистора. Направления токов транзистора указаны на рис. 12.6, а. По заданным характеристикам транзистора и значению  $U_{\text{п}}$  могут быть определены параметры каскада в режиме покоя (при отсутствии входного переменного электрического сигнала), учитывающие влияние нагрузочного резистора.

Для решения поставленной задачи на ВАХ транзистора наносят нагрузочную прямую  $R_K$ , проходящую через точки, соответствующие  $U_{\text{п}}$  и току короткого замыкания  $J$ , значение которого практически равно максимальному значению коллекторного тока транзистора  $I_{K \text{ max}}$  в режиме насыщения, задаваемое в справочниках на каждый тип транзистора.

Значение  $R_K$  может быть определено как графически (по углу наклона нагрузочной прямой), так и аналитически:  $R_K \approx U_{\text{п}}/I_{K \text{ max}}$ . В этом случае пренебрегают несоизмеримо малым (по сравнению с  $U_{\text{п}}$ ) значением напряжения насыщения транзистора в открытом состоянии, полагая  $U_{\text{жс}} \approx 0$ . Задавая током базы  $I_{\text{Б}}$ , получают точку пересечения нагрузочной прямой с соответствующей характеристикой транзистора. Эта точка пересечения представляет собой рабочую точку (точка П на рис. 12.6, б), которую обычно называют точкой покоя. Коллекторный ток и падение напряжения на транзисторе, соответствующие точке П, представляют соответственно искомый ток покоя  $I_{K \text{ п}}$  и напряжение покоя  $U_{KЭп}$ . Точка покоя в зависимости от

заданного тока покоя базы  $I_{Б0}$  может располагаться в любом месте нагрузочной прямой, ограниченной областями насыщения (точка  $Hc$ ) и отсечки (точка  $Oт$ ).

### § 12.3. РАСЧЕТ НЕЛИНЕЙНЫХ ЦЕПЕЙ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

При рассмотрении нелинейных элементов в цепях постоянного тока нами учитывались в основном только их особенности (по сравнению с линейными элементами). Эти особенности связаны с различием статических и динамических сопротивлений, значения которых для указанных элементов могут совпадать лишь в отдельных точках или на отдельных участках ВАХ, а также с зависимостью сопротивления нелинейного элемента от знака приложенного напряжения.

Для цепей переменного тока помимо указанных особенностей нелинейных элементов обнаруживаются и такие, которые связаны с частотой воздействующего электрического сигнала. Поэтому при анализе электрических цепей переменного тока различают инерционные и безынерционные нелинейные элементы.

**Инерционные нелинейные элементы.** Если период изменения электрического сигнала значительно меньше времени изменения основного параметра нелинейного элемента под воздействием этого сигнала, то такой нелинейный элемент называют *инерционным*. Примерами инерционного нелинейного элемента могут служить лампа накаливания, электронагревательные приборы и т.п. Как правило, период изменения тока значительно меньше времени, необходимого для нагрева нити лампы накаливания или спирали электронагревательного прибора, а следовательно, для изменения значения сопротивления этого элемента. Поэтому сопротивление инерционного элемента не зависит от мгновенных значений тока и напряжения. Нелинейность инерционного элемента проявляется зависимостью значений его сопротивлений только от действующих значений тока и напряжения, т. е. большим действующим значениям тока соответствует большая температура нагрева проводника, а значит, и большее сопротивление нелинейного элемента. *Расчет и анализ цепей переменного тока, содержащих инерционные нелинейные элементы*, ничем не отличаются от методов, рассмотренных в § 12.2 для цепей постоянного тока, так как инерционный элемент является линейным по отношению к мгновенным значениям тока и напряжения. Форма переменного электрического сигнала на выходе такого элемента всегда повторяет форму сигнала на его входе.

**Безынерционные нелинейные элементы** нелинейны по отношению как к действующим, так и к мгновенным значениям тока и напряжения. На зависимости их параметров от мгновенных значений токов и напряжений основан принцип действия целого ряда электротехнических и электронных устройств. На практике наибольшее распространение получили безынерционные нелинейные элементы,

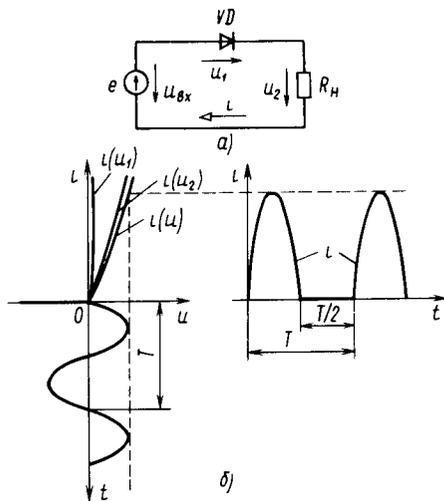


Рис 12.7. Схема однополупериодного выпрямителя переменного тока (а), вольт-амперная характеристика выпрямительного диода и временные диаграммы, поясняющие принцип выпрямления синусоидального тока (б)

ного ко входу цепи синусоидального напряжения. В этом случае выпрямленный ток получается прерывистым.

Графический метод нахождения выпрямленного тока показан на рис. 12.7, б. Здесь  $i(u_1)$  — прямая ветвь ВАХ диода;  $i(u_2)$  — ВАХ линейного нагрузочного резистора  $R_n$ ;  $i(u)$  — ВАХ цепи, построенная путем суммирования абсцисс ВАХ, входящих в рассматриваемую цепь  $VD$  и  $R_n$ .

*Расчет нелинейных цепей переменного тока, содержащих безынерционные элементы, учитывающий искажение сигнала, отличается значительными сложностями и является предметом изучения специальных разделов курса «Теоретические основы электротехники» [20]. Для упрощения расчета пренебрегают обратным током  $p$ - $n$ -перехода и сопротивлением базы открытого диода. В этом случае можно считать сопротивление закрытого диода равным бесконечности ( $R_{обр} = \infty$ ), а открытого — нулю ( $R_{отп} = 0$ ). Вольт-амперная характеристика такого идеализированного диода имеет вид, приведенный на рис. 12.8. Вольт-амперная характеристика цепи заменяется в этом случае прямой, проходящей через начало координат и точку, соответствующую максимальному току диода. Результат расчета графическим способом после проведения линеаризации ха-*

к которым в первую очередь относятся полупроводниковые приборы.

Например, одна из важнейших особенностей диода — хорошие вентильные свойства, т. е. сравнительно малое сопротивление при положительном периоде приложенного переменного напряжения (диод открыт) и большое сопротивление при отрицательном его периоде (диод закрыт), — широко используется для преобразования переменного тока в постоянный.

На рис. 12.7, а приведена простейшая схема однополупериодного выпрямителя, на вход которого подается синусоидальное напряжение. С учетом ВАХ диода (рис. 11.1, а) ток через диод будет возникать только в течение положительных полупериодов подключен-

характеристики цепи получается достаточно точным, несмотря на принятые допущения, а кривая выпрямленного тока повторяет форму положительных полупериодов входного напряжения. Для случая идеализированного диода графический расчет обычно заменяют аналитическим, что будет рассмотрено в гл. 14.

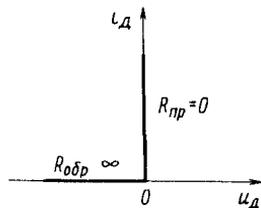


Рис 12.8 Вольт-амперная характеристика идеализированного полупроводникового диода

#### § 12.4. РАСЧЕТ НЕЛИНЕЙНЫХ ЦЕПЕЙ ПРИ ОДНОВРЕМЕННОМ ВОЗДЕЙСТВИИ ИСТОЧНИКОВ ПОСТОЯННОГО И ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЙ

При расчете нелинейных цепей, содержащих управляемые нелинейные элементы, широко применяют метод кусочно-линейной аппроксимации.

Расчет нелинейных цепей, содержащих в качестве нелинейного элемента транзистор, значительно упрощается, если транзистор как четырехполюсник описывается системой линейных уравнений. Учитывая явно нелинейный характер ВАХ транзистора, для обеспечения линейности уравнений системы применяют метод кусочно-линейной аппроксимации, беря небольшие приращения напряжений и соответствующих им токов, в пределах которых зависимость между указанными параметрами можно считать линейной. В качестве основной системы уравнений для описания низкочастотных транзисторов на ломаном участке ВАХ используют систему в  $h$ -параметрах. В этом случае, как отмечалось в § 2.11, независимыми (заданными) переменными являются входной ток  $I_1$  и выходное напряжение  $U_2$ , а зависимыми — выходной ток  $I_2$  и входное напряжение  $U_1$ .

При одновременном воздействии источников постоянного и переменного напряжений токи и напряжения, входящие в систему уравнений, содержат не только постоянные, но и переменные составляющие. Тогда для действующих значений токов и напряжений система линейных уравнений, характеризующих работу транзистора, имеет вид

$$\left. \begin{aligned} \Delta U_1 &= h_{11}\Delta I_1 + h_{12}\Delta U_2, \\ \Delta I_2 &= h_{21}\Delta I_1 + h_{22}\Delta U_2 \end{aligned} \right\} \quad (12.6)$$

где  $\Delta U_1$  и  $\Delta U_2$  — изменения входного и выходного напряжений соответственно;  $\Delta I_1$  и  $\Delta I_2$  — изменения соответствующих токов.

Приведенная система уравнений (12.6) с учетом того, что приращения напряжений и токов заменяются комплексными величинами для малых синусоидальных напряжений и токов, может быть записана для схемы ОЭ (транзистор  $n$ - $p$ - $n$ -типа) в виде:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{БЭ} &= h_{11Э} \dot{I}_Б + h_{12Э} \dot{U}_{КЭ}, \\ \dot{I}_К &= h_{21Э} \dot{I}_Б + h_{22Э} \dot{U}_{КЭ}. \end{aligned} \right\} \quad (12.7)$$

Система уравнений (12.7) соответствует схеме замещения, показанной на рис. 12.9, которую часто называют малосигнальной схемой замещения транзистора, включенного по схеме ОЭ.

Источник  $h_{21}\dot{I}_Б$  эквивалентной схемы называют зависимым источником тока, так как значение тока этого источника зависит от тока другой ветви — тока базы. Этот источник характеризует усиление входного тока  $I_Б$ . Аналогично источник  $h_{12}\dot{U}_{КЭ}$  называют зависимым источником эдс. Он характеризует обратную связь по выходному напряжению.

Значения  $h$ -параметров определяют экспериментально с помощью опытов короткого замыкания на выходе и холостого хода на входе транзистора. Приравняв в уравнениях (12.7) вначале  $\dot{U}_{КЭ} = 0$ , а затем  $\dot{I}_Б = 0$ , нетрудно убедиться, что величины  $h_{11Э}$  и  $h_{21Э}$  представляют соответственно входное сопротивление транзистора в схеме ОЭ и коэффициент передачи базового тока;  $h_{12Э}$  и  $h_{22Э}$  — коэффициент внутренней обратной связи по напряжению и выходная проводимость транзистора.

Подключая на выход транзистора нагрузочное устройство с сопротивлением  $Z_H$ , а на его вход — источник гармонического сигнала  $\dot{E}_c$  (показаны на рис. 12.9 пунктиром), получают нелинейную цепь, представляющую усилительный каскад.

По второму закону Кирхгофа, для первого контура

$$-h_{12}\dot{U}_{КЭ} = \dot{I}_Б h_{11} - \dot{U}_{БЭ}, \quad (12.8)$$

$$\dot{E}_c = \dot{U}_{БЭ} + \dot{I}_Б Z_c. \quad (12.9)$$

По первому закону Кирхгофа, для второго контура

$$h_{21}\dot{I}_Б = \dot{I}_К + \dot{I}_{h_{22}}. \quad (12.10)$$

С учетом того, что напряжение, приложенное к линейным элементам  $Z_H$  и  $1/h_{22}$ , соответственно равно

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{КЭ} &= \dot{I}_К Z_H, \\ \dot{U}_{КЭ} &= \dot{I}_{h_{22}} (1/h_{22}), \end{aligned} \right\} \quad (12.11)$$

определяют

$$\dot{I}_{h_{22}} = h_{22}\dot{U}_{КЭ} = h_{22}Z_H\dot{I}_К. \quad (12.12)$$

Подставляя (12.12) в (12.10), получают

$$h_{21}\dot{I}_Б = \dot{I}_К + h_{22}Z_H\dot{I}_К. \quad (12.13)$$

Комплексный коэффициент усиления по току  $K_I$  находят после несложных преобразований из (12.13)

$$K_I = \dot{I}_К / \dot{I}_Б = h_{21} / (1 + h_{22}Z_H). \quad (12.14)$$

Аналогичным образом,

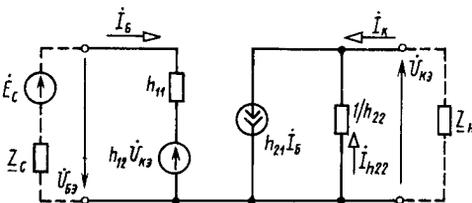


Рис. 12.9. Схема замещения биполярного транзистора

используя уравнения (12.8)—(12.13), можно рассчитать и другие характеристики нелинейной цепи, приведенные в § 13.2. Таким образом, с помощью анализа цепи, содержащей нелинейные управляемые элементы, можно достаточно быстро и просто оценить возможности этой цепи, корректируя в случае необходимости ее параметры.

### Контрольные вопросы

1. В чем отличие нелинейного элемента от линейного?
2. Назовите графоаналитические методы расчета нелинейных электрических цепей.
3. Поясните сущность метода пересечения характеристик.
4. В чем состоит принцип стабилизации напряжения?
5. Примените метод пересечения характеристик для расчета нелинейной цепи постоянного тока, содержащей биполярный транзистор.
6. В чем отличие инерционных и безынерционных нелинейных элементов?
7. Поясните графический метод нахождения выпрямленного диодом тока.
8. Примените метод кусочно-линейной аппроксимации при расчете нелинейной цепи, содержащей биполярный транзистор, для случая одновременного воздействия источников постоянного и переменного напряжений.

## ГЛАВА 13

### УСИЛИТЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

#### § 13.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ, КЛАССИФИКАЦИЯ И ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЯ. ТИПОВЫЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ КАСКАДЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО УСИЛИТЕЛЯ

**Общие сведения.** В настоящее время трудно определить область техники, где бы ни находили применение усилители электрических сигналов. Это объясняется, как правило, несоответствием параметров электрических сигналов, получаемых при первичном преобразовании различных неэлектрических физических величин в электрические, параметрам, необходимым для нормальной работы большинства исполнительных (нагрузочных) устройств. Так, мощность электрического сигнала на выходе типового датчика температуры составляет десятки милливатт. В то же время стабилизация температурного режима, например, ядерного реактора требует электрического сигнала мощностью в десятки и даже сотни киловатт. Для решения этой задачи электрический сигнал датчика должен быть соответственно усилен.

*Усилителем* называют устройство, предназначенное для усиления входного электрического сигнала по напряжению, току или мощности за счет преобразования энергии источника питания в энергию выходного сигнала. Для обеспечения усиления сигнала усилитель ( $У$ ) должен включать нелинейный элемент, управление кото-

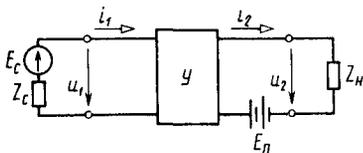


Рис. 13.1. Обобщенная структурная схема усилителя

усилителя подключают источник  $E_c$  усиливаемого сигнала, а к выходной — нагрузочное устройство с сопротивлением  $Z_n$  (рис. 13.1).

Как видно, действие усилителя ( $У$ ) заключается в обеспечении условий, при которых маломощный сигнал  $u_1(t)$  управляет изменениями существенно большего выходного напряжения  $u_2(t)$ , обусловленного наличием в выходной цепи более мощного источника питания  $E_n$ .

Классификация усилителей осуществляется по различным признакам их обобщенной структурной схемы, приведенной на рис. 13.1.

По виду усиливаемого сигнала они делятся на усилители гармонических и импульсных сигналов.

По типу усиливаемой величины их делят на усилители напряжения, тока и мощности. Однако усиление сигнала по мощности наблюдается в любом усилителе в отличие от преобразователя электрического сигнала. Например, у трансформатора, преобразующего напряжение или ток, мощность на выходе всегда остается неизменной по отношению к входной мощности трансформатора. Поэтому указанная классификация для усилителей имеет несколько условный характер, выражая лишь основное целевое назначение усилителя.

По диапазону усиливаемых частот различают усилители постоянного тока, для которых характерно изменение усиливаемого сигнала с частотой, близкой или равной нулю, и усилители переменного тока, которые, в свою очередь, подразделяются на усилители низкой (звуковой) частоты ( $f \leq 30$  кГц), высокой частоты ( $30$  кГц  $< f \leq 300$  МГц) и сверхвысокой частоты ( $f > 300$  МГц).

По виду соединительных цепей (межсоединений) управляемых нелинейных элементов. Усиление, которое может быть обеспечено с помощью реального транзистора, является, как правило, недостаточным для обеспечения работы исполнительного устройства. Поэтому для получения требуемых параметров выходного сигнала используют каскадное соединение нескольких транзисторов с помощью соединительных цепей. В этом случае различают усилители с гальванической (непосредственной) связью, предусматривающей передачу сигнала как переменного, так и постоянного тока с выхода

рым осуществляется электрическим сигналом  $u_1$  ( $i_1$ ) входной цепи; выходную цепь усиленного сигнала  $u_2$  ( $i_2$ ) и источник питания  $E_n$ . В качестве управляемого нелинейного элемента современного усилителя используют биполярные и полевые транзисторы (см. гл. 11).

К входной цепи

одного транзистора на вход последующего; усилители с  $RC$ -связями, когда между выходом предыдущего и входом последующего транзисторов включают резистивно-емкостную цепь, исключающую передачу сигналов постоянного тока; усилители с трансформаторной связью.

По виду нагрузки различают усилители с активной, активно-индуктивной и емкостной нагрузкой. На практике встречаются также резонансные усилители, нагрузка в которых обладает свойствами резонансного контура.

**Основные характеристики усилителя.** Важнейшими характеристиками усилителя являются: коэффициент усиления, полоса пропускания (диапазон рабочих частот усилителя), входное и выходное сопротивление, выходная мощность, степень искажения усиленного сигнала и др.

**Коэффициент усиления** — отношение установившихся значений выходного и входного сигналов усилителя. В зависимости от типа усиливаемой величины различают *коэффициенты усиления*:

по напряжению  $K_U = \Delta U_2 / \Delta U_1$ ;

по току  $K_I = \Delta I_2 / \Delta I_1$ ;

по мощности  $K_P = \Delta P_2 / \Delta P_1$ .

Так как  $\Delta P_1 = \Delta U_1 \Delta I_1$  и  $\Delta P_2 = \Delta U_2 \Delta I_2$ , то коэффициент усиления по мощности  $K_P = K_U K_I$ .

При каскадном соединении нескольких усилителей произведение их коэффициентов усиления определяет общий коэффициент усиления системы, т. е.

$$K_{\text{общ}} = K_1 K_2 \dots K_n. \quad (13.1)$$

В общем случае коэффициенты усиления являются комплексными величинами, что отражает наличие фазовых искажений усиленного сигнала.

В электронике и автоматике широко используют логарифмические единицы оценки коэффициента усиления, который в этом случае выражается в децибелах. Тогда коэффициент усиления по мощности

$$K_P [\text{дБ}] = 10 \lg (P_2 / P_1) = 10 \lg K_P.$$

Поскольку мощность пропорциональна квадрату тока или напряжения, для коэффициентов усиления по току и напряжению можно соответственно записать:

$$K_I [\text{дБ}] = 10 \lg (I_2^2 / I_1^2) = 20 \lg (I_2 / I_1) = 20 \lg K_I.$$

$$K_U [\text{дБ}] = 20 \lg (U_2 / U_1) = 20 \lg K_U.$$

Логарифмическая мера оценки удобна при анализе многокаскадных усилителей. Действительно, общий коэффициент усиления мно-

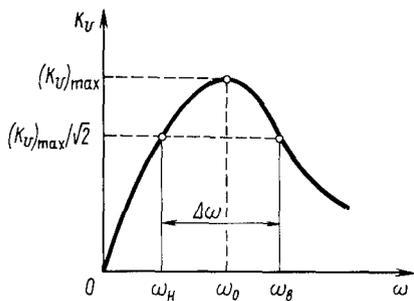


Рис. 13.2. Амплитудно-частотная характеристика усилителя

зависимость коэффициента усиления от частоты усиливаемого сигнала называется амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) усилителя. Пример АЧХ показан на рис. 13.2. Если восставить перпендикуляр из точки на оси абсцисс, соответствующей значению  $K_{U \max}/\sqrt{2}$ , до пересечения с АЧХ, то не представляет труда графическим путем определить полосу пропускания усилителя. Проекция на ось абсцисс первой точки пересечения соответствует нижней ( $\omega_n$ ), а второй — верхней ( $\omega_b$ ) частотам пропускания усилителя. Тогда полоса пропускания

$$\Delta\omega = \omega_b - \omega_n.$$

Для удобства взаимного сопоставления АЧХ усилителей с различными значениями  $K_{\max}$  их обычно нормируют, представляя выходной параметр в виде относительной величины, т. е.

$$N(\omega) = k(\omega)/K_{\max},$$

где  $k(\omega)$  и  $K_{\max}$  — соответственно коэффициент усиления на частоте  $\omega$  и максимальное значение коэффициента усиления.

Применительно к АЧХ, показанной на рис. 13.2, имеем

$$N_U(\omega) = k_U(\omega)/K_{U \max}.$$

Выполнив расчеты  $N_U(\omega)$ , соответствующие различным значениям  $k_U(\omega)$ , не представляет труда перейти от АЧХ, приведенной на рис. 13.2, к нормированной АЧХ (рис. 13.3, б). В зависимости от области расположения полосы пропускания на оси частот (рис. 13.3) различают низкочастотные (рис. 13.3, а), полосовые (рис. 13.3, б) и высокочастотные (рис. 13.3, г) усилители.

Входное сопротивление усилителя равно отношению входного

гокаскадного усилителя при переходе к логарифмическим единицам измерения определяется в отличие от (13.1) суммой коэффициентов усиления отдельных каскадов, т. е.  $K_{\text{общ}}[\text{дБ}] = K_1[\text{дБ}] + K_2[\text{дБ}] + \dots + K_n[\text{дБ}]$ .

Полоса пропускания усилителя — диапазон рабочих частот  $\Delta\omega$ , в пределах которого коэффициент усиления не снижается ниже значения  $1/\sqrt{2} \approx 0,707$  от своего максимального значения  $K_{\max}$ . За-

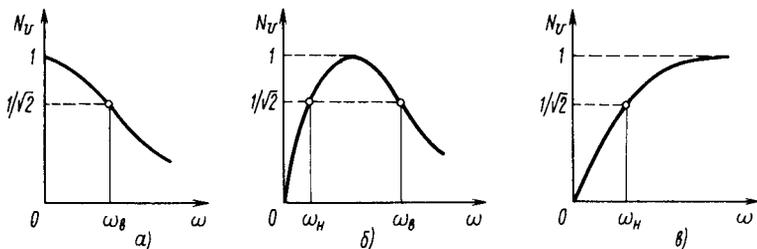


Рис. 13.3. Нормированные АЧХ низкочастотного (а), полосового (б) и высокочастотного (в) усилителей

напряжения к входному току при фиксированном значении сопротивления нагрузочного устройства. Полагая  $Z_c = R_c$  и  $Z_n = R_n$ , для действующих значений тока и напряжения имеем

$$R_{вх} = R_1 = (U_1/I_1)_{R_n = \text{const.}}$$

От значения входного сопротивления зависит степень уменьшения входного сигнала при подключении источника  $E_c$  с внутренним сопротивлением  $R_c$  (рис. 13.1) к входу усилителя. Чем больше значение  $R_{вх}$  по отношению к  $R_c$ , тем в меньшей степени ослабляется входной сигнал.

**Выходное сопротивление усилителя** для большинства практических случаев определяется выражением

$$R_{вых} = R_2 = U_{2x}/I_{2x},$$

где  $U_{2x}$  — напряжение холостого хода на выходе усилителя ( $R_n = \infty$ );  $I_{2x}$  — ток короткого замыкания ( $R_n = 0$ ).

**Выходная мощность усилителя** — это та часть мощности, которая может быть выделена в нагрузочном устройстве. Она равна

$$P_{вых} = P_2 = I_2^2 R_n = U_2^2 G_n,$$

где  $G_n = 1/R_n$  — проводимость нагрузочного устройства.

**Искажение сигналов в усилителе** связано, во-первых, с нелинейной зависимостью выходного сигнала от входного, обусловленной нелинейностью статических ВАХ применяемых транзисторов, и, во-вторых, с частотной зависимостью амплитуды и фазы усиливаемого сигнала. Поэтому при анализе работы усилителей рассматривают два вида искажений выходного сигнала по отношению к входному: статические (нелинейные) и динамические (амплитудные и фазовые), в результате которых изменяется как форма, так и частотный спектр усиливаемого сигнала. Для количественной оценки

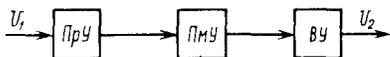


Рис. 13.4. Каскадная схема усилителя

искажений усилителя служит коэффициентом *коэффициент нелинейных искажений*  $K_n$ ,

в основу расчета которого положена оценка относительной величины высших гармоник к основной в выходном сигнале, т. е.

$$K_n = \sqrt{A_2^2 + A_3^2 + \dots + A_n^2} / A_1,$$

где  $A_2 \dots A_n$  — действующие значения всех высших гармоник выходного сигнала;  $A_1$  — действующее значение первой (основной) гармоники выходного сигнала.

**Типовые функциональные каскады полупроводникового усилителя.** Для получения высоких значений коэффициентов усиления необходимо каскадное включение нескольких усилителей, обеспечивающее последовательное усиление сигнала до требуемого значения. Каскадную схему усилителя можно представить в виде трех функционально отличных каскадов усиления (рис. 13.4): предварительного усилителя (ПрУ), промежуточного усилителя (ПМУ) и выходного усилителя (мощности) (ВУ).

**Предварительный усилитель** обеспечивает непосредственную связь источника сигнала и усилительного устройства. Поэтому важнейшее требование, которому он должен удовлетворять, — минимальное ослабление входного сигнала. Для этого ПрУ должен обладать большим входным сопротивлением  $R_{1пр}$ . Значение этого сопротивления должно быть существенно больше значения сопротивления  $R_c$  источника сигнала, т. е.  $R_{1пр} \gg R_c$ , так как в этом случае относительные изменения входного напряжения будут значительны при абсолютно малых изменениях тока во входной цепи.

Основное требование, предъявляемое к ПрУ, — обеспечение наибольшего усиления входного сигнала при минимальных его искажениях.

**Промежуточный усилитель** выполняет роль буферного каскада между предварительным и выходным усилителем. Основная его задача — согласование выхода ПрУ со входом ВУ.

**Выходной усилитель** предназначен для получения на выходе усилительного устройства мощности, обеспечивающей работоспособность нагрузочного устройства, выполняющего определенные функции. Поэтому в отличие от ПрУ и ПМУ, выходная мощность которых сравнительно невелика, основным параметром ВУ является кпд.

Применяемые на практике транзисторные усилители мощности классифицируют на одно- и двухтактные. Однотактные усилители мощности используют для работы на нагрузочные устройства, мо-

щность которых составляет единицы ватт. При больших значениях мощности нагрузочных устройств применяют двухтактные ВУ.

Усилители мощности можно проектировать как без трансформаторов, так и с трансформаторами во входной или выходной цепях. В современных усилителях предпочтение отдается бестрансформаторным выходным каскадам, обеспечивающим лучшие массогабаритные, частотные и другие показатели.

В заключение следует подчеркнуть, что наличие трех разнотипных функциональных каскадов — предварительного, промежуточного и выходного — не является обязательным. Известны электронные усилители, в которых предварительный и промежуточный усилители не имеют явно выраженных разграничительных признаков и совмещены в одном усилительном каскаде. То же самое относится к промежуточному и выходному усилителям, которые также можно объединять. Наконец, возможны схемы усилительных устройств с несколькими усилителями одного типа и т. д.

### § 13.2. АНАЛИЗ РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРНОГО УСИЛИТЕЛЯ. ПОНЯТИЕ О КЛАССАХ УСИЛЕНИЯ УСИЛИТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ

Простейший усилитель, выполненный на биполярном транзисторе, был рассмотрен ранее в гл. 12 (см. рис. 12.6). Для анализа усилителей, представляющих собой нелинейные цепи, содержащие управляемые нелинейные элементы (транзисторы), широко применяют графический метод. Воспользуемся этим методом для анализа усилителя, содержащего биполярный транзистор  $n-p-n$ -типа, на входе которого одновременно воздействуют сигналы переменного и постоянного тока. Пусть нагрузкой усилителя будет линейный резистор  $R_K$ , включенный в цепь коллектора (см. рис. 12.6, *a*), а на вход усилителя, работающего в режиме покоя, подается переменный сигнал. В этом случае токи, возникающие в транзисторе, состоят из постоянных составляющих, определяемых режимом покоя, и переменных, обусловленных переменным входным электрическим сигналом.

Анализируя работу усилителя, приведенного на рис. 12.6, *a*, воспользуемся методом линеаризации. При этом учитываем, что по осям ординат ВАХ транзистора откладываются не постоянные значения токов и напряжений (как это имеет место, например, на рис. 12.6, *b*), а их мгновенные значения.

Линейным участком входной ВАХ транзистора можно считать участок  $CD$  (см. рис. 11.2, *a*), на котором аналитическая зависимость тока базы  $i_B$  от входного напряжения  $u_{BЭ}$  (представляющего собой сумму напряжения покоя  $U_{BЭн}$  и синусоидального напряжения источника сигнала  $u_c$ ) выражается уравнением прямой

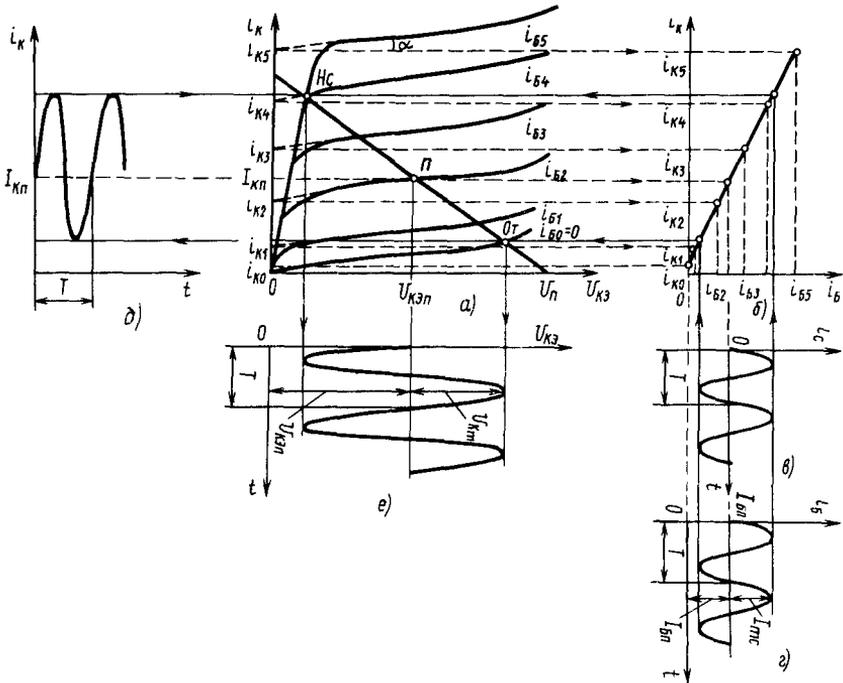


Рис. 13.5. Нагрузочная характеристика усилителя (а), зависимость  $i_K = f(i_B)$  (б), временные диаграммы токов сигнала (в), базы (г), коллектора (д) и коллекторного напряжения (е)

$$i_B = (u_{БЭ} - u_{ДО}) / R_{вх},$$

где  $u_{ДО}$  — остаточное напряжение диода;  $R_{вх}$  — входное сопротивление транзистора на участке  $CD$ .

Линейным участком выходных ВАХ транзистора можно считать отрезки пологой части характеристик (их продолжение до пересечения с осью ординат показано на рис. 13.5, а пунктирной линией). Эти отрезки составляют с горизонталью угол  $\alpha$ , котангенс которого пропорционален выходному сопротивлению транзистора  $R_{вых}$  на этом участке его ВАХ. Для наглядности проводимого графического анализа угол  $\alpha$  на рис. 13.5, а построен большей величины, чем это имеет место у ВАХ современных транзисторов, выходные сопротивления которых составляют десятки и даже сотни кОм.

Если рабочие точки (точки пересечения линии нагрузки  $R_K$  с соответствующей базовому току  $i_B$  выходной вольт-амперной характеристикой транзистора) расположены на линейных участках ВАХ

транзистора, то зависимость между выходным током  $i_K$  и входным током  $i_B$  можно считать также линейной (рис. 13.5, б). Если рабочими участками усилительного каскада являются рассмотренные линейные участки входных и выходных ВАХ, то считают, что транзистор в усилительном каскаде работает в линейном режиме. При этом синусоидальный сигнал, подаваемый на вход усилительного каскада, практически не искажается на его выходе. Действительно, если точку покоя  $\Pi$  выбрать на середине отрезка (От, Нс) нагрузочной прямой, то при синусоидально изменяющемся токе сигнала (рис. 13.5, в) можно обеспечить максимальное изменение (от режима насыщения до режима отсечки) переменной составляющей коллекторного тока (увеличенного в  $\beta$  раз) практически без существенного искажения синусоидальной формы. Однако следует подчеркнуть, что на входе транзистора помимо переменной составляющей  $i_c$  действует также постоянная составляющая  $I_{БВ}$ , которые совместно образуют входной ток базы  $i_B$  (рис. 13.5, г).

Аналогично, коллекторный ток  $i_K$ , повторяющий полностью форму входного сигнала  $i_c$  и совпадающий с ним по фазе, имеет также постоянную и переменную составляющие. Как видно из рис. 13.5 и соответствующего выражения (13.1), входное напряжение  $u_{БЭ}$  изменяется прямо пропорционально изменению входного тока  $i_B$ , совпадая с ним по фазе. В то же время выходное напряжение на коллекторе  $u_{КЭ}$  изменяется (как видно из сравнения рис. 13.5, г и 13.5, е) в противофазе с входным током  $i_B$ , т. е. сдвинуто относительно его на  $180^\circ$ , а следовательно,  $u_{КЭ}$  изменяется в противофазе по отношению к входному напряжению  $u_{БЭ}$ . Таким образом, схема ОЭ является инвертирующим устройством, переворачивающим входной сигнал на  $180^\circ$ . Это свойство схемы ОЭ используется в цифровых электронных схемах. Графический анализ усилительного каскада показывает, что, изменяя положение точки покоя  $\Pi$  на нагрузочной прямой и амплитуду входного сигнала  $u_c$  ( $i_c$ ), можно получить на выходе каскада ток  $i_K$  (напряжение  $u_{КЭ}$ ) различной формы. Так, нетрудно убедиться, воспользовавшись рис. 13.5, что перемещение точки  $\Pi$  в точку От (режим отсечки) приведет к искажению выходного сигнала, поскольку отрицательные полупериоды тока  $i_c$  не будут пропускаться каскадом. Однако при этом амплитуда положительных полупериодов входного сигнала может быть увеличена примерно вдвое без искажения его формы на выходе каскада.

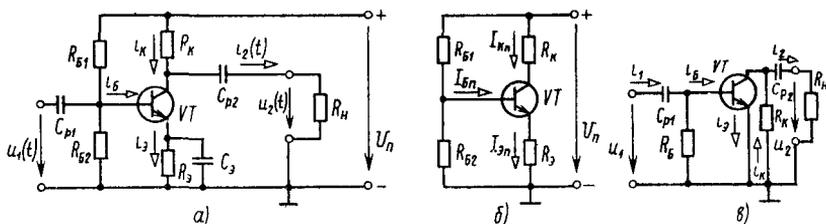


Рис. 13.6. Принципиальная схема усилителя с  $RC$ -связями на биполярном  $n-p-n$  транзисторе (а); схемы цепей постоянного (б) и переменного (в) токов усилителя с  $RC$ -связями

На практике широкое распространение для усиления сигналов по напряжению в широком частотном диапазоне нашли усилители с  $RC$ -связью. Принципиальная схема такого усилителя приведена на рис. 13.6, а.

С помощью резисторов  $R_{B1}$  и  $R_{B2}$ , подключенных к постоянному источнику питания цепи и представляющих собой делитель напряжения, обеспечивается необходимое значение тока  $I_{Bн}$ , который, в свою очередь, совместно с резистором  $R_K$  обеспечивает соответствующий режим покоя (см. рис. 13.5, а).

Вид нелинейной цепи, соответствующий режиму покоя, приведен на рис. 13.6, б. Назначение резистора  $R_3$ , включенного в цепь эмиттера, будет пояснено в § 13.6.

Как видно из рис. 13.5, а, изменяя значение сопротивления  $R_K$ , а следовательно, и угол наклона его ВАХ, можно менять амплитуду усиленного сигнала на выходе усилителя, что соответствует изменению его коэффициента усиления. Усилитель, как видно из рис. 13.6, а, снабжен двумя разделительными конденсаторами:  $C_{p1}$  и  $C_{p2}$ . Первый из них  $C_{p1}$  не допускает появления постоянной составляющей тока транзистора в цепи источника сигнала, подключаемого к входу усилителя, а второй  $C_{p2}$  — обеспечивает прохождение в нагрузочное устройство с сопротивлением  $R_H$  только переменной составляющей усиленного сигнала.

Схема цепи переменного тока, соответствующая усилительному каскаду, приведена на рис. 13.6, в. Отсутствие в ней эмиттерного резистора объясняется наличием шунтирующего его конденсатора большой емкости  $C_3$ . Сам конденсатор  $C_3$  на схеме также не показан, так как его сопротивление переменному току близко нулю ( $X_{C3} = 1/(\omega C_3) \approx 0$ ). Величина результирующего сопротивления нагрузочного устройства в цепи переменного тока равна  $R_K R_H / (R_K + R_H)$ , а  $R_B = (R_{B1} R_{B2}) / (R_{B1} + R_{B2})$ .

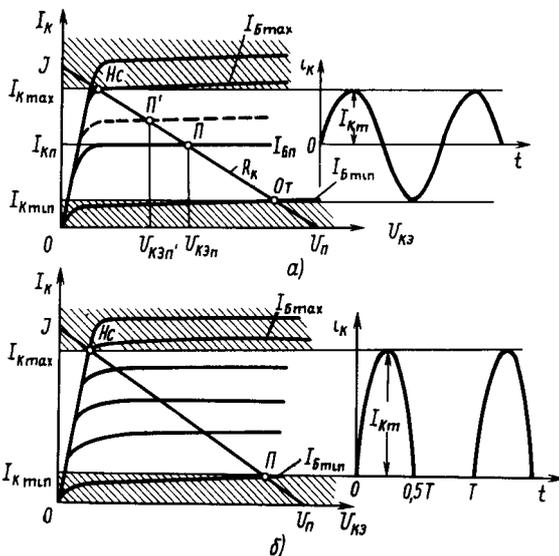


Рис. 13.7. Диаграммы работы в классах усиления *A* (а) и *B* (б)

**Понятие о классах усиления усилительных каскадов.** Класс усиления *A* имеет место при выборе точки покоя  $\Pi$  в средней части нагрузочной характеристики  $R_K$  выходной цепи транзистора (рис. 13.7, а). Этот режим характерен тем, что форма выходного сигнала  $u_2(t)$  повторяет форму входного сигнала  $u_1(t)$  за счет работы транзистора в активной области без захода в области насыщения и отсечки. При этом транзистор, как видно из рисунка, работает в линейной области, что объясняет минимальное искажение усиливаемого сигнала. В то же время работа усилителя в классе *A* характеризуется низким кпд, равным примерно 0,5, что объясняется постоянным током  $I_{Kn}$  в цепи  $R_K$  (вне зависимости от наличия или отсутствия входного сигнала  $u_1(t)$ ), в результате чего в транзисторе рассеивается мощность  $P_{Kn} = I_{Kn} U_{KЭn}$ . В связи с этим режим усиления *A* используют лишь в маломощных каскадах (предварительных усилителях), для которых, как правило, важен малый коэффициент нелинейных искажений усиливаемого сигнала, а значение кпд не играет решающей роли.

Класс усиления *B* имеет место при смещении точки покоя  $\Pi$  в нижний участок линии нагрузки  $R_K$ , как показано на рис. 13.7, б. Это способствует предельному снижению тока  $I_{Bн}$ , обуславливая существенное улучшение энергетических показателей каскада за счет

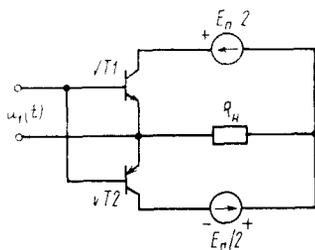


Рис 13.8. Принципиальная схема двухтактного усилителя мощности

значительного (по сравнению с режимом класса *A*) снижения мощности, рассеиваемой в транзисторе в режиме покоя. Поэтому класс *B* используется в усилителях средней и большой мощности. Вот почему все выходные усилители работают в режиме каскада *B*. В этом режиме значение кпд каскада можно довести до 0,7 и более (при мощности, рассеиваемой в транзисторе менее 0,25 от максимума полезной мощности в нагрузочном устройстве). Заметим, что при усилении в классе *A* максимальное значение кпд не

может превышать 0,5, так как половина максимальной полезной мощности рассеивается в транзисторе. Вместе с тем в классе *B* наблюдается усиление лишь одной положительной полуволны усиленного сигнала  $u_1(t)$ , а потому выходной ток  $i_k(t)$  имеет прерывистый характер.

Для усиления как положительной, так и отрицательной полуволны входного сигнала применяют двухтактные усилители, работающие в классе усиления *B* (рис. 13.8). Здесь при положительной полуволне входного сигнала открыт транзистор *VT1* *n-p-n*-типа, а при отрицательной полуволне — транзистор *VT2* (*p-n-p*-типа). В нагрузочное устройство с сопротивлением  $R_n$  поступает усиленный сигнал обоих полупериодов. Как правило, двухтактные усилители изготавливают в виде интегральной микросхемы, в едином кристалле полупроводника, что позволяет обеспечивать идентичность параметров транзисторов *VT1* и *VT2*.

Разновидностью режима класса *B* является режим класса *AB*. Этот режим характеризуется наличием некоторого начального смещения точки покоя *II* в активной области. В этом случае

$$I_{KII} \approx 5 \dots 10\% I_{K \max}$$

что позволяет совместить достоинства режимов класса *A* и *B*: малые нелинейные искажения и высокий кпд.

Режимом класса *C* называется такой режим работы усилителя, при котором ток в выходной цепи усилителя протекает меньше половины периода действия входного сигнала  $u_1(t)$ . Этот режим соответствует расположению точки покоя в области отсечки и находит применение в мощных резонансных усилителях (например, радиопередающих устройствах).

Режимом класса *D* или ключевым режимом называют такой режим работы усилителя, при котором ток в выходной цепи может принимать только два значения:  $I_{K \max}$  и  $I_{K \min}$ . Кпд такого усилителя близок к единице, что предопределяет его широкое использование в импульсной и цифровой технике.

### § 13.3. ТЕМПЕРАТУРНАЯ СТАБИЛИЗАЦИЯ РЕЖИМОВ В ТРАНЗИСТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ. ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ УСИЛИТЕЛЯ НА ПОЛЕВОМ ТРАНЗИСТОРЕ

Как отмечалось в гл. 11, параметры транзистора в большой степени зависят от температуры окружающей среды, что отражает-

ся на выходных параметрах усилителей. Для стабилизации параметров усилителя обычно применяют так называемые обратные связи.

*Обратной связью* называют такую связь между элементами усилительного устройства, при которой часть энергии выходного сигнала поступает на вход устройства. В усилителях значение энергии выходного сигнала существенно превышает значение энергии входного сигнала, а потому обратная связь (ОС) оказывает заметное влияние на их характеристики.

**Виды обратных связей.** Различают два вида обратных связей: отрицательную и положительную. При *отрицательной обратной связи* (ООС) выходной сигнал в канале ОС оказывается в противофазе с входным сигналом усилителя. В результате этого любые изменения выходного сигнала встречают соответствующие противодействия по каналу ООС, что стабилизирует выходной сигнал усилительного устройства при воздействии внешних факторов (температуры, нагрузки и др.).

При *положительной обратной связи* (ПОС) выходной сигнал в канале ОС совпадает по фазе с входным сигналом устройства, способствуя его усилению. Это дестабилизирует работу усилительного устройства, поскольку любые незначительные изменения выходного параметра приводят каналом ПОС к предельным их значениям.

Различают три типа ОС: внутреннюю, внешнюю и паразитную. *Внутренняя* ОС проявляется в каждом компоненте усилителя из-за функциональной связи между их электрическими и физическими параметрами. *Внешняя* ОС обеспечивается включением дополнительных цепей, действие которых направлено на улучшение характеристик усилителя (стабилизацию режима и т. п.). *Паразитная* ОС создается, как правило, емкостными и индуктивными связями, не предусмотренными схемотехническими решениями цепи усилителя, проявляющими себя на больших частотах, и ухудшает характеристики усилителей.

По способу подключения канала ОС к выходной цепи различают обратные связи *по напряжению* и *по току*.

**Способы температурной стабилизации.** Температурная стабилизация обеспечивается отрицательной обратной связью, позволяющей удерживать теплозависимые параметры транзистора в исходном состоянии независимо от внешних воздействий. Для биполярных транзисторов таким основным параметром является ток покоя коллектора  $I_{Кп}$ , а для полевых — ток покоя стока  $I_{Сп}$ . В зависимости

от способов температурной стабилизации транзисторных усилителей различают эмиттерную (истоковую для полевых приборов), коллекторную (стоковую) и комбинированную стабилизации, из которых наибольшее распространение на практике нашел эмиттерный способ стабилизации.

*Эмиттерная температурная стабилизация.* В транзисторных

усилителях коллекторный ток покоя  $I_{кп}$  в общем случае имеет два компонента:

$$I_{кп} = h_{21Э} I_{Бн} + I_{КБ0}, \quad (13.2)$$

где  $I_{КБ0}$  — обратный (тепловой) ток коллекторного перехода.

С повышением температуры окружающей среды наблюдается заметный рост теплового тока (с увеличением температуры приблизительно на каждые  $10^\circ\text{C}$  значение тока  $I_{КБ0}$  удваивается). Это в соответствии с (13.2) вызывает смещение точки покоя в зону больших значений коллекторного тока (например, в точку  $\Pi'$  на рис. 13.7, а). В результате начинают появляться нелинейные искажения выходного сигнала, ухудшающие работу усилителя.

Для возможности принудительного удержания коллекторного тока  $I_{кп}$  на заданном уровне в цепи постоянного тока (см. рис. 13.6, б) используют резистор  $R_Э$ , реализующий ООС по току. Механизм воздействия ООС (эмиттерной стабилизации) проявляется следующим образом. Рассмотренное выше увеличение коллекторного тока  $I_{кп}$  под действием температурных изменений вызывает соответствующее увеличение тока эмиттера  $I_{Эн}$ , так как

$$I_{Эн} = I_{кп} + I_{Бн}.$$

Это обуславливает увеличение падения напряжения  $U_{Эн}$  на резисторе  $R_Э$ , поскольку  $U_{Эн} = I_{Эн} R_Э$ .

В то же время возрастание напряжения  $U_{Эн}$  приводит к снижению положительного потенциала на базе транзистора  $VT$ , а следовательно, и тока базы  $I_{Бн}$ . Это и обеспечивает уменьшение тока  $I_{кп}$ , требуемое для компенсации температурного роста тока  $I_{КБ0}$ . Необходимо отметить, что резистор  $R_Э$  отрицательной связи вызывает одновременно и нежелательный эффект снижения коэффициента усиления для входного сигнала  $u_1(t)$  цепи переменного тока усилителя (рис. 13.6, в). Для устранения этого недостатка служит конденсатор  $C_Э$ , шунтирующий резистор  $R_Э$ , как показано на полной схеме типового усилителя (см. рис. 13.6, а).

Аналогичным образом проявляет себя и механизм истоковой стабилизации в транзисторных каскадах, использующих полевые приборы.

**Особенности работы усилителя на полевом транзисторе.** Усилители на полевых транзисторах имеют большое входное сопротивление и потому находят широкое применение в качестве предвари-

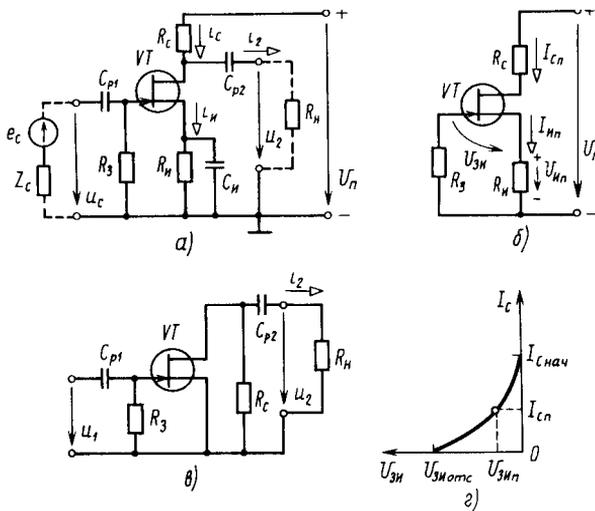


Рис. 13.9. Принципиальная схема усилительного каскада на полевом транзисторе (а) и соответствующие ей цепи постоянного (б) и переменного (в) токов; стокзатворная характеристика полевого транзистора (г)

тельных усилителей. Типичная схема усилителя на полевом транзисторе с  $n$ -каналом и управляющим  $p$ - $n$ -переходом приведена на рис. 13.9, а. Здесь полевой транзистор включен по схеме с общим истоком, что позволяет получить усиление входного сигнала как по току, так и по напряжению (аналог схемы с общим эмиттером для биполярного транзистора).

Цепь усилителя включает в себя следующие элементы: резистор  $R_c$  (стока), назначение которого аналогично назначению  $R_k$  в усилителях на биполярных транзисторах; резистор  $R_n$  (истока), обеспечивающий температурную стабилизацию цепи транзистора  $VT$  за счет действия последовательной ООС по току; резистор  $R_n$ , имитирующий входное сопротивление следующего каскада; резистор  $R_3$  (затвора), способствующий замыканию указанной выше последовательной цепи ООС по току. Одновременно с этим на  $R_3$  во входной цепи транзистора  $VT$  под действием входного сигнала  $u_1(t)$  формируется управляющее воздействие переменного тока. Конденсатор  $C_{ш}$  шунтирует резистор  $R_n$  по переменному току ( $X_{C_{ш}} = 1/(\omega C_{ш}) \approx 0$ ), что исключает уменьшение усиления каскада по переменному току. Разделительные конденсаторы  $C_{п1}$  и  $C_{п2}$  выполняют те же функции, что и в транзисторном усилителе на биполярном транзисторе.

По аналогии с усилителем на биполярном транзисторе (рис. 13.6, а) рассматриваемую схему (см. рис. 13.9, а) можно также представить в виде двух компонентов: цепи постоянного тока (рис. 13.9, б), предназначенной для задания требуемого режима покоя; цепи переменного тока (рис. 13.9, в), обеспечивающей усиление переменной составляющей входного сигнала  $u_1(t)$ .

#### § 13.4. ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ. УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ. УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

*Избирательными (селективными)* называют усилители, обеспечивающие усиление сигналов в узкой полосе частот. Такие усилители используют в измерительных системах, в автоматике и т. п. На рис. 13.10 приведена нормированная амплитудно-частотная характеристика избирательного усилителя. Здесь же для сравнения показана пунктиром характеристика широкополосного усилителя.

На практике для оценки *степени избирательности* усилителя пользуются соотношением (рис. 13.10)

$$k_{СИ} = \omega_n / \omega_v.$$

Для большинства избирательных усилителей  $k_{СИ} = 1,001 \dots 1,1$ .

Избирательные усилители классифицируют на две группы: с фиксированной частотой (полосовые) и с перенастраиваемой частотой (резонансные). В усилителях с фиксированной частотой применяют частотно-избирательные цепи с неизменными параметрами и высокой добротностью, добиваясь исключительно хорошей избирательности. В усилителях с перенастраиваемой частотой, требующих использования конденсатора переменной емкости, применяют более простые частотно-избирательные цепи. Это ухудшает избирательность частотных характеристик систем.

В зависимости от схемы частотно-избирательной цепи различают два вида избирательных усилителей: с частотно-избирательной LC-нагрузкой в канале прямой связи и с частотно-зависимой RC-цепью в канале обратной связи.

Как уже отмечалось (см. § 13.1), любой транзисторный усилитель является *усилителем мощности*, поскольку при усилении напряжения или тока наблюдается соответствующее повышение мощности выходного сигнала, отдаваемой каскадом. Поэтому к усилителям мощности относят такие усилители, для которых усиление мощности выходного сигнала является основной задачей, решаемой при минимальном искажении сигнала и максимальном кпд. В общем случае усилители мощности функционируют с максимальной допустимой мощностью рассеяния в коллекторе (истоке) транзистора при наилучшем использовании выходных характеристик прибора по напряжению и т. п. Поэтому вопросы термостабилизации нели-

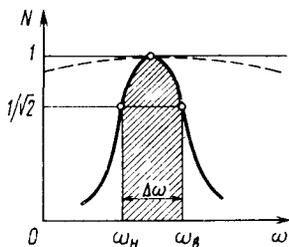


Рис. 13.10. Нормированная амплитудно-частотная характеристика избирательного усилителя

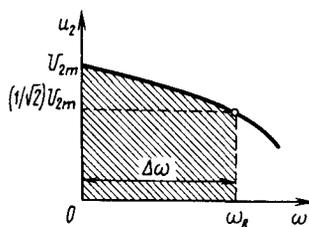


Рис. 13.11. Амплитудно-частотная характеристика усилителя постоянного тока

нейных и частотных искажений сигнала становятся весьма актуальными.

*Коэффициент полезного действия усилителя мощности*

$$\eta = P_{\text{н}}/P_{\text{в}},$$

где  $P_{\text{н}} = U_2 I_2 \cos \varphi$  — полезная мощность, создаваемая входным сигналом в нагрузочном устройстве (в общем случае  $Z_{\text{н}}$ );  $P_{\text{в}} = U_{\text{п}} I_{\text{ср}}$  — средняя мощность, потребляемая от источника питания выходной цепью.

Так как  $P_{\text{н}} > P_{\text{в}}$ , то мощность, равная разности  $P_{\text{н}} - P_{\text{в}} = \Delta P_{\text{Т}}$ , рассеивается в выходной цепи транзистора, вызывая его нагревание. Как видно, с понижением КПД усилительного каскада тепловой режим транзистора ухудшается. Поэтому в усилителях мощности предусматривают средства термостабилизации, исключающие возможность изменения режима и снижения КПД в условиях эксплуатации.

Другим фактором, оказывающим непосредственное влияние на работоспособность усилителей мощности, является проблема обеспечения теплоотвода рассеиваемой в транзисторе мощности  $\Delta P_{\text{Т}}$ . Для улучшения теплоотдачи транзисторов их снабжают радиаторами. Однако строгий расчет параметров охлаждающих устройств применительно к различным условиям охлаждения сложен из-за нестационарности процессов нагревания транзистора и трудностей учета многих факторов (тепловое сопротивление контакта корпуса транзистора с радиатором, теплораспределения в радиаторе и т. д.).

*Усилителем постоянного тока (УПТ)*, именуемым также усилителем медленно изменяющихся сигналов, называют усилитель, способный обеспечивать усилительные свойства начиная от частоты  $\omega = 0$ . На рис. 13.11 показана АЧХ усилителя постоянного тока.

Отличительной особенностью УПТ является линейная зависимость выходного сигнала от входного (передаточная характеристика усилителя) и чувствительность этой зависимости к фазе входного воздействия, что рассмотрено в § 13.11.

Для осуществления возможности работы УПТ при низких частотах необходимо исключить из его межкаскадных соединений трансформаторы (индуктивности) и конденсаторы, т. е. элементы, не способные обеспечить передачу сигнала постоянного тока ( $\omega = 0$ ).

Поэтому схемотехника многокаскадных УПТ требует использования принципов непосредственной (гальванической) связи между каскадами в сочетании с бестрансформаторным исполнением выходной цепи. Для этого применяют специальные средства согласования каскадов по постоянному току, что усложняет практическую реализацию УПТ.

Отсутствие реактивных элементов в межкаскадных соединениях приводит к тому, что УПТ не огражден от возможности прохождения через него одновременно с полезным сигналом также и тех изменений постоянных составляющих напряжений, которые обусловлены нестабильностью источников питания и электрических параметров цепи усилителя (например, температурная нестабильность параметров транзистора). Указанные помехи приводят к непостоянству выходного напряжения даже в отсутствие полезного сигнала. При наличии же его они суммируются с выходным сигналом.

Непостоянство выходного напряжения УПТ, обусловленное влиянием внутренних и внешних помех, получило название *дрейфа нуля*. Величина дрейфа исчисляется по изменению выходного напряжения УПТ за определенный промежуток времени при отсутствии (либо неизменном значении) входного сигнала. Качество УПТ определяется прежде всего минимально достигаемым дрейфом нуля. Для борьбы с дрейфом нуля применяют дифференциальные (мостовые) цепи.

### § 13.5. АНАЛИЗ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Дифференциальные цепи позволяют реализовать УПТ с ничтожно малым дрейфом нуля. Рассмотрим важнейшие свойства дифференциальной цепи, в которой нагрузочное устройство подключают к внутренней диагонали моста (точкам *a* и *b*), как показано на рис. 13.12, *a*.

*Балансировка (равновесие) моста по постоянному току* обеспечивается выполнением условия

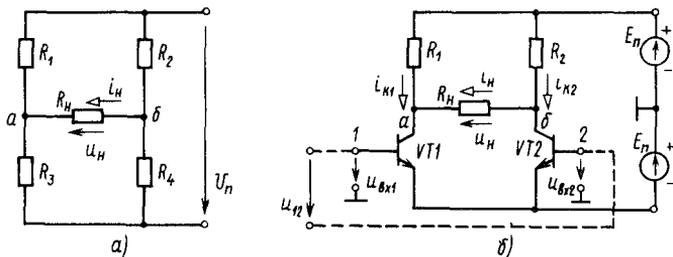


Рис. 13.12. Мостовая дифференциальная схема (а) и ее транзисторный аналог (б)

$$R_1 R_4 = R_2 R_3. \quad (13.3)$$

Тогда для потенциалов точек  $a$  и  $b$  диагонали моста имеем  $\varphi_a = \varphi_b$ . В результате ток через нагрузочное устройство при балансе моста  $I_n = 0$  ( $U_n = \varphi_a - \varphi_b = 0$ ).

*Особенности дифференциальных цепей* состоят в следующем: изменение параметров источника питания  $U_n$  не нарушает условия балансировки (13.3); при пропорциональном изменении параметров резисторов смежных плеч ( $R_1$  и  $R_2$  или  $R_3$  и  $R_4$ ) балансировка также не нарушается. Все это позволяет значительно улучшить характеристики УПТ.

При анализе дифференциальных цепей пользуются понятиями синфазного и противофазного (несинфазного, парафазного) сигналов. *Синфазными* называют сигналы равной амплитуды и одного знака (фазы), воздействующие на взаимно симметричные участки дифференциальной цепи; *противофазными* — сигналы равной амплитуды, но противоположного знака, воздействующие на те же симметричные участки цепи. Нетрудно заметить, что особенности дифференциальных цепей обуславливают их стойкость к синфазным воздействиям.

*Простейший дифференциальный усилитель* может быть получен из рассмотренной дифференциальной цепи (рис. 13.12, а) заменой в ней резисторов  $R_3$  и  $R_4$  транзисторами  $VT1$  и  $VT2$ , как показано на рис. 13.12, б. В микросхемотехническом исполнении УПТ транзисторы  $VT1$  и  $VT2$  выполняются в едином кристалле полупроводника и потому сохраняют одинаковые параметры в широком температурном диапазоне. В этом случае несложно обеспечить идентичность параметров и для резисторов  $R_1$  и  $R_2$ .

Для возможности как синфазного, так и противофазного управления каскадом необходимо питать его от сдвоенного источника питания с заземленной средней точкой.

Рассмотрим работу дифференциального усилителя (см. рис. 13.12, б) при различных видах воздействия на его входы, один из которых  $u_{вх1}$  назовем прямым, а другой  $u_{вх2}$  — инвертирующим (инвертирует входной сигнал по фазе).

*При воздействии сигнала на прямой (неинвертирующий) вход 1* ( $u_{вх1} > 0$ ,  $u_{вх2} = 0$ ) транзистор  $VT1$  открывается и его коллекторный ток  $i_{К1}$  возрастает, вызывая снижение потенциала  $\varphi_a$  (за счет увеличения падения напряжения на резисторе  $R_1$ ). Поскольку потенциал  $\varphi_b$  остается неизменным, через резистор  $R_n$  будет протекать ток  $i_n$ , создавая на нем выходное напряжение  $u_n$ , совпадающее по фазе с напряжением  $u_{вх1}$ .

*При воздействии сигнала на инвертирующий вход 2* ( $u_{вх2} > 0$  и  $u_{вх1} = 0$ ) открывается транзистор  $VT2$ , а следовательно, происходит рост тока  $i_{К2}$ , что вызывает изменение

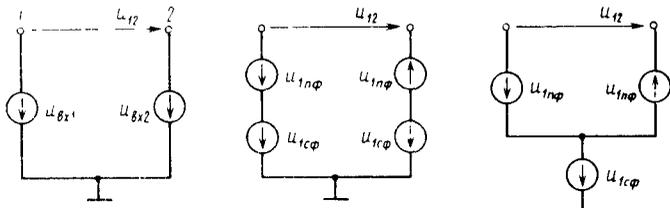


Рис. 13.13. Представление управляющего воздействия на входы ОУ в виде суммы двух сигналов

направления тока нагрузки  $i_n$ . Выходное напряжение  $u_n$  меняет фазу на противоположную.

В случае *противофазного воздействия на входы* сигналом  $u_{12}$  (показано на рис. 13.12, б пунктиром) этот сигнал можно выразить в виде разности частных воздействий на транзисторы  $VT1$  и  $VT2$ , т. е.

$$u_{12} = u_{вх1} - u_{вх2}.$$

В результате такого дифференциального воздействия (отсюда и название — дифференциальный усилитель) транзистор  $VT1$  открывается, а  $VT2$  закрывается. Соответственно потенциал  $\phi_a$  понижается (из-за сигнала  $u_{вх1}$ ), а потенциал  $\phi_b$  повышается (из-за сигнала  $u_{вх2}$ ). Поэтому имеет место более существенное увеличение выходного напряжения  $u_n$ , чем при воздействии только сигнала

$u_{вх1}$  или  $u_{вх2}$ .

Рассматривая дифференциальный усилитель в классе усиления  $A$  и учитывая его схемную симметрию, можно полагать, что входное воздействие  $u_{12}$  распределяется поровну между входами транзисторов  $VT1$  и  $VT2$ . Это обуславливает одинаковые изменения их коллекторных токов, а потому выходное напряжение схемы

$$u_n = \Delta u_{K1} - \Delta u_{K2},$$

где  $\Delta u_{K1}$  и  $\Delta u_{K2}$  — изменения коллекторных потенциалов точек  $a$  и  $b$  соответственно.

Любую комбинацию входных сигналов дифференциального усилителя можно представить в виде *алгебраической суммы синфазного и противофазного сигналов* (рис. 13.13), т. е.

$$u_{вх1} = u_{1сф} + u_{1дф};$$

$$u_{вх2} = u_{1сф} - u_{1дф}.$$

Отсюда синфазная составляющая входного сигнала  $u_{1сф} = 1/2 (u_{вх1} + u_{вх2})$ ; противофазная составляющая  $u_{1дф} = 1/2 (u_{вх1} - u_{вх2})$ .

Аналогичный подход справедлив и для выходного напряжения  $u_n$ , которое можно также представить в виде синфазной  $u_{н сф}$  и противофазной  $u_{н дф}$  составляющих.

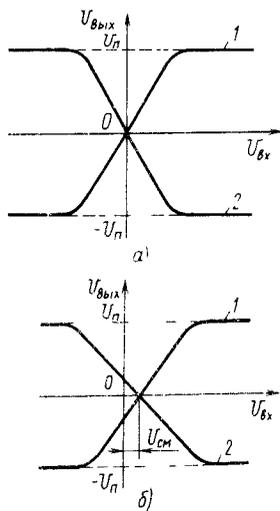


Рис. 13.14. Передаточные характеристики дифференциального усилителя при отсутствии (а) и наличии (б) дрейфа нуля: 1 — неинвертирующий вход усилителя; 2 — инвертирующий вход

Передаточная характеристика дифференциального усилителя для инвертирующего и неинвертирующего входов при выполнении условия (13.3) имеет вид, приведенный на рис. 13.14, а.

Одной из важнейших особенностей дифференциального усилителя является возможность получения на нагрузочном устройстве разнополярного напряжения, что значительно расширяет возможности усилителя.

В заключение следует отметить, что возможности современной технологии не позволяют обеспечить в дифференциальных усилителях точного выполнения условия балансировки (13.3), что приводит к смещению передаточных характеристик на величину напряжения смещения ( $U_{см}$ ) и конечному значению дрейфа нуля (рис. 13.14, б).

### § 13.6. ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ (ОУ). СХЕМЫ СТАБИЛИЗАЦИИ И ПОВЫШЕНИЯ ВХОДНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ОУ

*Операционный усилитель (ОУ)* — унифицированный многокаскадный усилитель постоянного тока, как правило, выполненный в виде интегральной микросхемы. Он успешно применяется как при решении многих технических задач (усиление и преобразование сигналов, стабилизация напряжения и тока и т. п.), так и при выполнении математических операций с сигналами (суммирование, вычитание, дифференцирование, интегрирование и т. д.). На ранних этапах развития вычислительной техники ОУ использовались в аналоговых вычислительных машинах для выполнения математических операций с сигналами. Отсюда и появилось его наименование — операционный (решающий) усилитель.

Основные параметры ОУ должны удовлетворять ряду требований как в отношении электрических характеристик, так и его конструктивного выполнения.

*Требования к электрическим характеристикам ОУ* связаны в основном с необходимостью обеспечить: высокий коэффициент усиления по напряжению; большое входное и малое выходное сопротивление; линейность передаточной характеристики; высокую верхнюю граничную частоту пропускания.

*Требования к конструктивному исполнению ОУ* сводятся к следующим особенностям его конструкции: наличие двух автономных входов (1) и (2) с общей точкой, соединенной с массой усилителя; выполнению одного из входов (1) с неинвертирующим (совпадение по фазе), а другого (2) с инвертирующим (в противофазе) включением по отношению к выходному сигналу.

Заметим, что в условном обозначении ОУ (рис. 13.15, а) показаны лишь шесть основных зажимов. Обычно ОУ снабжают большим числом зажимов (до 15), необходимых для подключения допол-

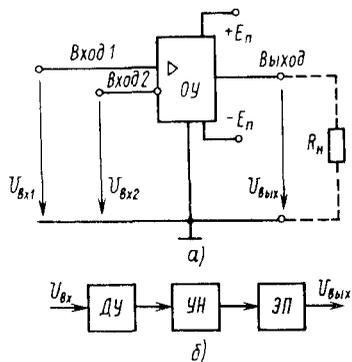


Рис. 13.15. Условное обозначение операционного усилителя (а) и его функциональная схема (б)

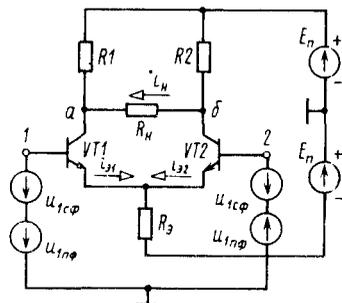


Рис. 13.16. Схема дифференциального усилителя с ООС, реализующей посредством резистора

нительных элементов контроля, балансировки, коррекции частотной характеристики и других функций.

Основными показателями качества работы ОУ являются: коэффициент усиления по напряжению  $K_U$ , достигающий у лучших образцов значения до  $10^6$ ; входное сопротивление  $R_{вх}$  (до  $10^9$  Ом); верхняя граничная частота  $f_s$  (единицы кГц), достигающая у лучших образцов даже значения 50 МГц.

Благодаря высоким характеристикам и широкой доступности, обеспеченной серийным выпуском, ОУ нашли исключительно широкое применение в электронике и системах автоматики. На основе ОУ получены высококачественные линейные усилители, источники опорных напряжения и тока, генераторы импульсов, схемы сравнения (компараторы) и т. п.

Основу ОУ составляет дифференциальный усилитель, воздействуя на каналы прямой и обратной связи которого добиваются реализации задач, стоящих перед ОУ. Типовая функциональная схема ОУ приведена на рис. 13.15, б.

Как видно, ОУ можно представить в общем виде состоящим из трех каскадов: входного дифференциального усилителя (ДУ), имеющего симметричный вход и обеспечивающего высокую стабильность, малое напряжение шумов и т. п.; промежуточного усилителя напряжения (УН), выполненного, как правило, также в виде дифференциального усилителя с большим коэффициентом усиления; выходного эмиттерного повторителя (ЭП), выполненного по двухтактной схеме и обеспечивающего малое выходное сопротивление ОУ.

Схемы разделения сигналов дифференциального усилителя (рис. 13.13) позволяют проводить анализ процессов в ОУ путем раздель-

вого учета каждой из составляющих входного и выходного сигналов.

В операционных усилителях для связи дифференциального, промежуточного и, как правило, выходного усилителей используют несимметричный выход (например, только коллекторный зажим  $b$  транзистора  $VT2$  на рис. 13.12,  $b$ ). Однако при этом ухудшается работа всего ОУ, так как стабилизирующие свойства дифференциального каскада проявляются только относительно симметричного входа (между точками  $a$  и  $b$ ). Для решения указанной проблемы в дифференциальном усилителе применяют *стабилизирующую* ООС по токам эмиттеров обоих транзисторов, реализуемую резистором  $R_3$  (рис. 13.16).

Как видно, резистор  $R_3$  включен в общую эмиттерную цепь транзисторов  $VT1$  и  $VT2$ . При синфазных воздействиях ( $u_{1\text{ сф}}$ ) токи эмиттеров обоих транзисторов будут меняться пропорционально входному сигналу, вызывая соответствующее изменение падения напряжения на резисторе  $R_3$ . В результате этого ООС будет проявлять себя в полной мере. В случае противофазных воздействий ( $u_{1\text{ пф}}$ ) общий ток эмиттеров транзисторов останется неизменным (открытие одного транзистора компенсируется закрытием другого из-за противофазного действия сигналов  $u_{1\text{ пф}}$ ). Таким образом, противофазные воздействия не оказывают никакого влияния на канал ООС.

Для количественной оценки стабилизирующих свойств дифференциального усилителя служит коэффициент ослабления синфазной составляющей, численно равный  $K_{\text{ос с}} = (k_V)_{\text{пф}} / (k_V)_{\text{сф}}$ , где  $(k_V)_{\text{пф}}$  и  $(k_V)_{\text{сф}}$  — коэффициенты усиления каскада по напряжению для противофазного и синфазного сигналов соответственно. Коэффициент  $K_{\text{ос с}}$  удобно представлять в децибелах:

$$K_{\text{ос с}} [\text{дБ}] = 20 \lg (k_V)_{\text{пф}} / (k_V)_{\text{сф}}.$$

Как видно, дифференциальные усилители с лучшими стабилизирующими свойствами (меньшим дрейфом нуля) имеют большие значения  $K_{\text{ос с}}$ . С увеличением сопротивления резистора  $R_3$  (рис. 13.16) действие ООС усиливается, а следовательно, уменьшается значение  $(k_V)_{\text{сф}}$  при неизменной величине  $(k_V)_{\text{пф}}$ . В результате коэффициент  $K_{\text{ос с}}$  возрастает.

Таким образом, усиление действия ООС, ведущее к улучшению стабилизирующих свойств дифференциального усилителя, оценивают более высоким значением коэффициента ослабления синфазной составляющей  $K_{\text{ос с}}$ .

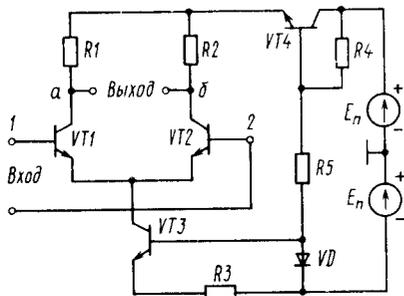


Рис. 13.17. Схема дифференциального каскада со стабилизаторами тока и напряжения

Однако это вызывает пропорциональное снижение эмиттерных токов транзисторов  $VT1$  и  $VT2$ , что уменьшает максимальное входное напряжение усилителя. Поэтому в схеме дифференциального усилителя вместо резистора  $R_3$  применяют источник стабильного тока, имеющий бесконечно большое дифференциальное сопротивление. Кроме того, для стабилизации напряжения питания каскада используют специальный стабилизатор напряжения. Практическая схема дифференциального усилителя со стабилизаторами тока и напряжения приведена на рис. 13.17. Как видно, источник стабильного тока выполнен на транзисторе  $VT3$  с диодным смещением (посредством диода  $VD$ ), способствующим термостабилизации транзистора. Стабилизатор напряжения включает транзистор  $VT4$ , с помощью которого стабилизируется входное напряжение каскада (мостовой схемы).

Повышение входного сопротивления дифференциального усилителя достигается снижением базовых токов покоя транзисторов  $VT1$  и  $VT2$  (см. рис. 13.17) до ничтожно малых величин (единицы наноампер). Однако это ухудшает работу дифференциального усилителя из-за уменьшения его динамического диапазона, под которым понимают выраженное в децибелах отношение минимального сигнала к максимальному. Для предотвращения этого фактора в качестве приборов  $VT1$  и  $VT2$  применяют супер-бета транзисторы, отличающиеся чрезвычайно большими коэффициентами усиления по току (тысячи единиц) за счет использования в них предельно тонкой базы. Однако применение таких транзисторов заметно усложняет задачу стабилизации дифференциального усилителя. Поэтому в ряде случаев повышение входного сопротивления ОУ достигается использованием в его входном канале полевых транзисторов.

#### Контрольные вопросы

1. По каким признакам классифицируют усилители?
2. Перечислите виды коэффициентов усиления и укажите связь между ними.
3. Как определяется коэффициент усиления в децибелах?
4. Как различают усилители по значениям усиливаемых частот?
5. Как определить полосу пропускания усилителя?

**Схемы стабилизации и повышения входного сопротивления ОУ.** Как указывалось выше (см. § 13.13), улучшение стабильности работы дифференциального усилителя обеспечивается увеличением сопротивления резистора  $R_3$  в схеме ООС (см. рис. 13.16).

Однако это вызывает пропорциональное снижение эмиттерных токов транзисторов  $VT1$  и  $VT2$ , что уменьшает максимальное входное напряжение усилителя. Поэтому в схеме дифференциального усилителя вместо резистора  $R_3$  применяют источник стабильного тока, имеющий бесконечно большое дифференциальное сопротивление. Кроме того, для стабилизации напряжения питания каскада используют специальный стабилизатор напряжения. Практическая схема дифференциального усилителя со стабилизаторами тока и напряжения приведена на рис. 13.17. Как видно, источник стабильного тока выполнен на транзисторе  $VT3$  с диодным смещением (посредством диода  $VD$ ), способствующим термостабилизации транзистора. Стабилизатор напряжения включает транзистор  $VT4$ , с помощью которого стабилизируется входное напряжение каскада (мостовой схемы).

Повышение входного сопротивления дифференциального усилителя достигается снижением базовых токов покоя транзисторов  $VT1$  и  $VT2$  (см. рис. 13.17) до ничтожно малых величин (единицы наноампер). Однако это ухудшает работу дифференциального усилителя из-за уменьшения его динамического диапазона, под которым понимают выраженное в децибелах отношение минимального сигнала к максимальному. Для предотвращения этого фактора в качестве приборов  $VT1$  и  $VT2$  применяют супер-бета транзисторы, отличающиеся чрезвычайно большими коэффициентами усиления по току (тысячи единиц) за счет использования в них предельно тонкой базы. Однако применение таких транзисторов заметно усложняет задачу стабилизации дифференциального усилителя. Поэтому в ряде случаев повышение входного сопротивления ОУ достигается использованием в его входном канале полевых транзисторов.

6. Как найти входное и выходное сопротивления усилителя?
7. Как оценить искажения сигналов усилителя?
8. Каковы назначение и особенности работы предварительного и промежуточного усилителей?
9. Какими способами обеспечивается улучшение энергетических показателей выходного каскада?
10. Какой режим работы транзистора является линейным?
11. Поясните инвертирующее свойство схемы ОЭ и назначение элементов усилителя с  $RC$ -связями.
12. Расскажите об основных классах усиления транзисторных усилителей.
13. Изложите сущность эмиттерной (температурной) стабилизации усилительных каскадов.
14. Расскажите об особенностях и свойствах избирательных усилителей.
15. Изложите важнейшие особенности и свойства усилителей мощности.
16. Что такое операционный усилитель?
17. Приведите условное обозначение типового ОУ и поясните назначение основных зажимов.
18. Изложите особенности работы усилителя постоянного тока, используемого в ОУ.
19. Проанализируйте работу мостовой схемы в ОУ.
20. Расскажите о роли и назначении отрицательной обратной связи в ОУ.

## ГЛАВА 14

### ИСТОЧНИКИ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

#### § 14.1. КЛАССИФИКАЦИЯ, СОСТАВ И ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ

*Источники вторичного электропитания (ИВЭ)* — устройства, обеспечивающие электропитанием самостоятельные блоки или отдельные узлы электронных средств.

Источниками питания для ИВЭ являются сети переменного или постоянного тока, выполняющие в этом случае роль первичных источников. Источники вторичного электропитания, работающие от сети переменного тока, обеспечивают выпрямление (одно- или многофазное) входного напряжения; ИВЭ с питанием от сети постоянного тока — преобразование его в переменный ток (инвертирование) или изменение и стабилизацию параметров (по току или напряжению). *По виду первичного источника ИВЭ классифицируют на выпрямители и преобразователи или стабилизаторы тока, а по значению выходной мощности — на маломощные ( $P_{\text{вых}}$  до 10 Вт), средней мощности ( $P_{\text{вых}}$  до 100 Вт) и большой мощности ( $P_{\text{вых}}$  свыше 100 Вт).*

В состав ИВЭ входят, как правило, функциональные блоки, обеспечивающие в совокупности выполнение одной или нескольких операций: преобразование, стабилизацию или регулирование электрической энергии. На рис. 14.1 показана структурная схема управляемого выпрямителя, предназначенного для питания нагрузочного устройства (например, электронного блока) постоянным напряжением. Трансформатор (ТР) преобразует значение  $u_1(t)$  входного

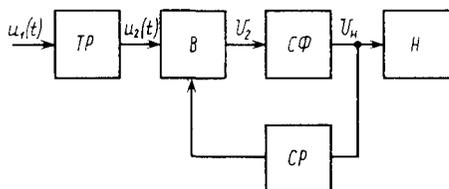


Рис. 14.1. Структурная схема управляемого выпрямительного устройства

система регулирования (СР) обеспечивает постоянство выходного напряжения  $U_n$ .

напряжения в требуемое значение  $u_2(t)$ ; выпрямитель (В) выпрямляет это напряжение; сглаживающий фильтр (СФ) снижает пульсации выпрямленного напряжения, что необходимо для питания нагрузочно-го устройства (Н) качественной энергией постоянного тока; си-

Источники вторичного электропитания характеризуются рядом электрических эксплуатационных и массогабаритных параметров, которые обеспечивают их соответствующую работоспособность. Электрические параметры разделяются на статические, измеряемые при медленном изменении во времени возмущающих факторов (входного напряжения питания, тока нагрузки, температуры и т. д.), и динамические, измеряемые при быстром изменении во времени возмущающих факторов (например, при скачкообразном включении напряжения питания). Динамические электрические параметры ИВЭ оцениваются в основном временем готовности источника питания, которое определяется интервалом времени между моментом подачи входного напряжения и моментом, после которого параметры ИВЭ удовлетворяют заданным требованиям с учетом установленных допусков. В большинстве практических случаев наибольший интерес представляют статические электрические параметры ИВЭ.

#### Основные параметры ИВЭ.

1. Номинальные значения выходного напряжения и тока нагрузки, а также пределы их изменения.

2. Точность стабилизации  $\delta_T$  выходного параметра  $\varepsilon_{ст}$  (по напряжению, и току или частоте) определяется отношением абсолютной погрешности  $\Delta\varepsilon = \varepsilon_{ст} - \varepsilon_{ном}$  к номинальному значению  $\varepsilon_{ном}$ , т. е.

$$\delta_T = \Delta\varepsilon / \varepsilon_{ном} = (\varepsilon_{ст} - \varepsilon_{ном}) / \varepsilon_{ном}.$$

3. Коэффициент пульсации напряжения (тока)

$$q_k = U_{mk} / U_{ср}, \quad (14.1)$$

где  $U_{mk}$  — амплитуда наименьшей ( $k$ -й) гармоники;  $U_{ср}$  — среднее значение напряжения.

4. Коэффициент сглаживания фильтра по напряжению (току)

$$S_k = q_k / (q_k)_ф, \quad (14.2)$$

где  $q_k$  — коэффициент пульсации  $k$ -й гармоники напряжения (тока)

(при отсутствии сглаживающего фильтра);  $(q_k)_\phi$  — коэффициент пульсации на выходе фильтра (фактическое значение).

Так как в общем случае  $(q_k)_\phi < q_k$ , то коэффициент сглаживания  $S_k > 1$ .

#### § 14.2. ПОКАЗАТЕЛИ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ ОДНОФАЗНОГО ТОКА

**Однополупериодное выпрямление** (рис. 12.7). При заданном входном напряжении  $u = U \sin \omega t$  для нечетных его полупериодов  $n$ , т. е.  $(n-1)\pi \leq \omega t \leq n\pi$ , выпрямленный ток в нагрузочном резисторе

$$i_n = (U_m/R_n) \sin \omega t = I_m \sin \omega t, \quad (14.3)$$

где  $U_m$  — амплитуда входного напряжения;  $I_m$  — амплитуда выпрямленного тока.

При амплитуде выпрямленного тока  $I_m = U_m/R_n$  средний ток (напряжение) в нагрузочном резисторе

$$I_n \text{ ср} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_m \sin \omega t \, d\omega t \approx I_m/\pi = 0,318 I_m, \quad (14.4)$$

а действующий ток (напряжение) в нагрузочном резисторе

$$\tilde{I}_n = \sqrt{\frac{I_m^2}{2\pi} \int_0^\pi \sin^2 \omega t \, d\omega t} = I_m/2 = 0,5 I_m. \quad (14.5)$$

Максимальное обратное напряжение на диоде  $U_{D \max} = U_m$ .

Спектральный состав выпрямленного тока (результат разложения однополупериодных импульсов выпрямленного тока в ряд Фурье)

$$i_n(t) = \frac{1}{\pi} I_m + \frac{1}{2} I_m \sin \omega t - \frac{2}{3\pi} I_m \cos 2\omega t - \frac{2}{3 \cdot 5\pi} I_m \cos 4\omega t - \dots,$$

где  $I_0 = \frac{1}{\pi} I_m$  — постоянная составляющая выпрямленного тока;

$i_1 = \frac{1}{2} I_m \sin \omega t$  — первая (основная) гармоника тока;

$i_2 = \frac{2}{3\pi} I_m \cos 2\omega t$  — вторая гармоника тока и т. д.

Коэффициент пульсации [см. (14.1)], равный отношению амплитуды низшей (основной) гармоники к среднему значению выпрямленного тока, при наличии первой гармоники

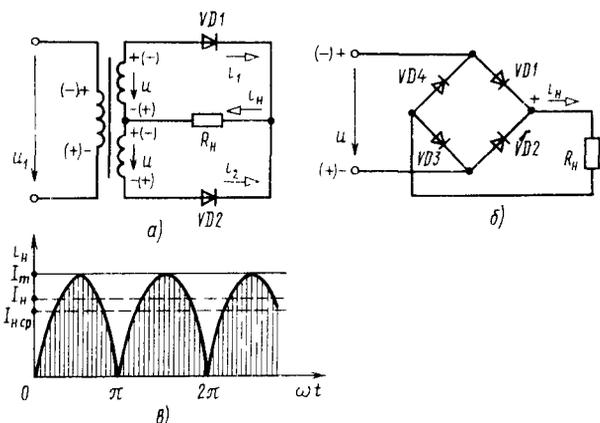


Рис. 14.2. Схемы выпрямления синусоидального напряжения: двухполупериодная трансформаторная а); бестрансформаторная б); временная диаграмма выпрямленного тока в)

$$q_1 = I_m / I_{cp} = \pi / 2 = 1,57. \quad (14.6)$$

Как видно из выражения (14.6), однополупериодное выпрямление имеет низкую эффективность из-за пульсаций выпрямленного тока (напряжения), а потому находит ограниченное применение.

**Двухполупериодное выпрямление.** Для того чтобы в нагрузку поступал ток в течение обоих полупериодов входного синусоидального напряжения, применяется схема с двумя (с использованием средней точки вторичной обмотки входного трансформатора — рис. 14.2, а) или четырьмя (бестрансформаторная схема выпрямления — рис. 14.2, б) диодами.

В схеме с двумя диодами используется входной трансформатор, вторичная обмотка которого выполнена в виде двух полуобмоток со средней точкой (для подключения нагрузочного линейного резистора  $R_H$ ). К двум другим концам полуобмоток подключаются диоды  $VD1$  и  $VD2$ , как показано на рис. 14.2, а. Диоды включены так, что ток в нагрузке в течение обоих полупериодов входного напряжения имеет одинаковый знак.

Бестрансформаторная схема выпрямления использует четыре диода, соединенных по мостовой схеме (рис. 14.2, б), для поочередной работы противоположно расположенных диодных пар.

На рис. 14.2, в приведена одинаковая для указанных способов осциллограмма выпрямленного тока, протекающего через нагрузку  $R_H$ . Как видно из рисунка, закон изменения выпрямленного тока остается неизменным как для нечетных, так и для четных интервалов времени. Тогда с учетом идеализированной ВАХ диода для трансформаторной схемы (пренебрегая активным сопротивлением провода вторичной обмотки трансформатора) выпрямленный ток

$$i_n = \frac{U_m}{R_n + R_{np}} |\sin \omega t| = \frac{U_m}{R_n} |\sin \omega t| = I_m |\sin \omega t|.$$

Соответственно для мостовой схемы выпрямленный ток

$$i_n = \frac{U_m}{R_n + 2R_{np}} |\sin \omega t| = \frac{U_m}{R_n} |\sin \omega t| = I_m |\sin \omega t|.$$

Из приведенных выражений очевидна идентичность мгновенного тока в нагрузке для обеих нелинейных схем. Поэтому средний ток в нагрузке

$$I_{n \text{ ср}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_m \sin \omega t \, d\omega t \simeq \frac{2}{\pi} I_m \simeq 0,637 I_m; \quad (14.7)$$

действующий ток в нагрузке

$$I_n = \sqrt{\frac{I_m^2}{2\pi} \int_0^{2\pi} \sin^2 \omega t \, d\omega t} = I_m / \sqrt{2} \simeq 0,707 I_m. \quad (14.8)$$

Сопоставляя выражения (14.7) с (14.4) и (14.8) с (14.5), можно отметить, что при двухполупериодной схеме выпрямления средний ток вдвое, а действующий в  $\sqrt{2}$  раз (т. е. приблизительно на 40%) превышает аналогичные показатели однополупериодной схемы выпрямления.

Максимальное обратное напряжение на диодах для трансформаторной схемы  $U_{д \text{ max}} = 2U_m$ , а для мостовой (бестрансформаторной) схемы  $U_{д \text{ max}} = U_m$ , где  $U_m$  — амплитуда входного напряжения в нелинейной цепи.

Следовательно, в мостовой схеме выпрямления диоды используются по обратному напряжению в более облегченном режиме.

Спектральный состав выпрямленного тока или напряжения

$$i_n = \frac{2}{\pi} I_m - \frac{4}{3\pi} I_m \cos 2\omega t - \frac{4}{3 \cdot 5\pi} I_m \cos 4\omega t - \dots \quad (14.9)$$

Анализ (14.9) показывает, что в выпрямленном токе отсутствует первая гармоника. Поэтому низшей (основной) гармоникой тока при двухполупериодном выпрямлении является вторая гармоника

$i_2 = \frac{4}{3\pi} I_m \cos 2\omega t$ . Тогда коэффициент пульсации (по второй гармонике)

$$q_2 = I_{m2}/I_{\text{ср}} = 2/3 \simeq 0,67.$$

Заметим, что двухполупериодное выпрямление характеризуется заметно меньшей пульсацией, чем однополупериодное, а потому находит более широкое применение на практике.

### § 14.3. ТРЕХФАЗНЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ. ВНЕШНИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Применение трехфазных выпрямителей позволяет существенно уменьшить пульсацию выпрямленного тока (или напряжения) на нагрузке. Здесь также возможны одно- и двухполупериодная схемы выпрямления.

Анализ процессов при однополупериодном выпрямлении трехфазного тока. Электрическая схема цепи, обеспечивающей указанный принцип выпрямления, приведена на рис. 14.3, а. Как видно из рисунка, источник трехфазного переменного тока должен иметь нейтральную точку  $N$ , поскольку нагрузочный резистор  $R_n$  подключается между этой точкой и узлом  $N'$ , образованным катодами диодов  $VD1$ ,  $VD2$  и  $VD3$ .

Осциллограмма выпрямленного тока при чисто активной нагрузке (рис. 14.3, б) свидетельствует о поочередной проводимости каждого из диодов выпрямительной схемы (рис. 14.3, а), обусловленной изменениями потенциалов на их анодах. Действительно, в любой момент времени под действием трехфазного напряжения потенциал на аноде только одного из диодов имеет наибольшее значение. Этот диод оказывается в открытом состоянии (показано на рис. 14.3, б штриховкой). Продолжительность проводящего режима для каждого из диодов составляет  $(\omega t)_A = (\omega t)_B = (\omega t)_C = 2\pi/3$ , а переключения диодов в эти состояния выполняются автоматически под действием источника трехфазного напряжения.

Поскольку в любом из проводящих интервалов осциллограмму тока можно рассматривать как косинусоидальную функцию, симметричную относительно средней линии (показана штрихпунктиром на рис. 14.3, б), получаем средний ток в нагрузке

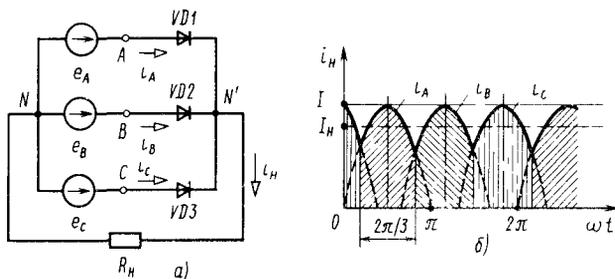


Рис. 14.3. Схема однополупериодного выпрямления трехфазного тока (а) и временная диаграмма выпрямленного тока (б)

$$I_{н\text{ ср}} = \frac{3}{2\pi} \int_{-\pi/3}^{\pi/3} I_m \cos \omega t \, d\omega t = 3\sqrt{3} I_m / (2\pi) \approx 0,827 I_m,$$

а действующий ток в нагрузке

$$I_n = \left( \frac{3}{2\pi} \int_{-\pi/3}^{\pi/3} I_m^2 \cos^2 \omega t \, d\omega t \right)^{1/2} \approx 0,841 I_m.$$

Максимальное обратное напряжение на каждом диоде равно амплитуде линейного напряжения (рис. 14.3, а), т. е.  $U_{д\text{ макс}} = U_{т\text{ лия}} = \sqrt{3} E_m$ .

Спектральный состав выпрямленного тока

$$i_n = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} I_m + \frac{3\sqrt{3}}{2 \cdot 4\pi} I_m \cos 3\omega t - \frac{3\sqrt{3}}{5 \cdot 7\pi} I_m \cos 6\omega t + \dots \quad (14.10)$$

Из выражения (14.10) видно, что выпрямленный ток содержит помимо постоянной составляющей лишь гармоники, кратные трем: третью, шестую и т. д., т. е. основной является третья гармоника. Тогда коэффициент пульсации тока (по третьей гармонике)

$$q_3 = I_{m3} / I_{ср} = 1/4 = 0,25.$$

Анализ процессов при двухполупериодном выпрямлении трехфазного тока. В схеме, реализующей данный принцип выпрямления (рис. 14.4, а), имеется возможность использовать обе полуволны питающего трехфазного напряжения для обеспечения тока в нагрузке. Поэтому выпрямленный ток (рис. 14.4, б) отличается более высоким качеством, а продолжительность проводящих интервалов для последовательно соединенных диодных пар (VD1, VD5; VD2,

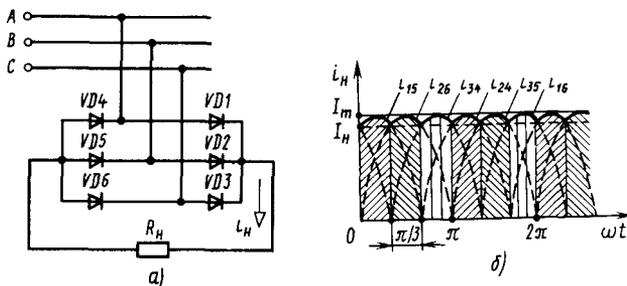


Рис. 14.4. Схема двухполупериодного выпрямления трехфазного тока (а) и временная диаграмма выпрямленного тока (б)

VD6; VD3, VD4 и др.) составляет  $(\omega t)_D = \pi/3$ . Тогда по аналогии с предыдущим случаем средний ток в нагрузке

$$I_{н\text{ ср}} = \frac{3}{\pi} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} I_m \cos \omega t \, d\omega t = 3I_m/\pi \approx 0,955I_m;$$

действующий ток в нагрузке

$$I_n = \left( \frac{3}{\pi} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} I_m^2 \cos^2 \omega t \, d\omega t \right)^{1/2} \approx 0,956I_m;$$

максимальное обратное напряжение на диоде (рис. 14.4, а)

$$U_{D\text{ макс}} = U_{m\text{ лян}}.$$

Спектральный состав выпрямленного тока

$$i_n = \frac{3}{\pi} I_m + \frac{3 \cdot 2}{5 \cdot 7\pi} I_m \cos 6\omega t - \frac{3 \cdot 2}{11 \cdot 13\pi} I_m \cos 12\omega t + \dots,$$

откуда коэффициент пульсации (по шестой гармонике)

$$q_6 = I_{m6}/I_{ср} = 2/35 \approx 0,057.$$

Исключительно малый коэффициент пульсации подтверждает высокую эффективность двухполупериодных выпрямителей.

Внешняя характеристика  $U_{н\text{ ср}} = f(I_{н\text{ ср}})$  — графически выраженная зависимость среднего значения выходного напряжения на нагрузке от среднего значения выходного тока (тока нагрузки) — является важнейшим показателем выпрямительного устройства, определяющим его эксплуатационные возможности.

На рис. 14.5 приведена внешняя характеристика неуправляемого выпрямителя по постоянному току, для которой выходное напряжение

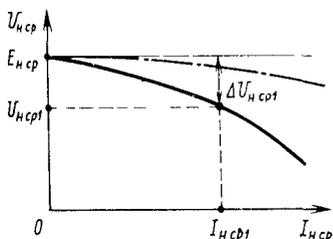


Рис. 14.5. Внешняя характеристика выпрямителя

$$U_{н\text{ ср}} = E_{н\text{ ср}} - \Delta U_{н\text{ ср}}, \quad (14.11)$$

где  $E_{н\text{ ср}}$  — эдс на выходе выпрямителя (напряжение при токе нагрузки, равном нулю);  $\Delta U_{н\text{ ср}} = I_{н\text{ ср}} (R_T + R_{пр})$  — падение напряжения от тока нагрузки на резистивном сопротивлении трансформатора ( $R_T$ ) и диоде ( $R_{пр}$ ) соответственно.

#### § 14.4. ПРИНЦИП РАБОТЫ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ НА ТИРИСТОРАХ

Внешние характеристики выпрямителей имеют вид падающей кривой (см. рис. 14.5), поэтому увеличение тока нагрузки вызывает снижение выходного напряжения. В то же время для питания многих устройств систем управления (электродвигателей, усилителей и т. д.) требуется поддержание выходного напряжения на заданном уровне независимо от значения тока нагрузки. Для этого используют управляемые (регулируемые) выпрямители с применением тиристоров, транзисторов и других управляющих приборов. Внешняя характеристика таких выпрямителей показана на рис. 14.5 штрихпунктиром и близка к идеальной.

Сущность работы тиристорного управляемого выпрямителя рассмотрена на примере простейшей однополупериодной схемы (рис. 14.6, а). Схема управления тиристора  $VS$  обеспечивает изменение момента его включения, что способствует поддержанию на заданном уровне среднего значения напряжения на нагрузке  $R_n$  при различных значениях тока нагрузки. В случае активной нагрузки  $R_n$  тиристор  $VS$  автоматически выключается в тот момент времени, когда его анодное напряжение приближается к нулю. Таким образом, при включающем тиристор сигнале, оцениваемом углом включения  $\alpha$ , прибор работает в режиме переключателя с временем включения

$$t_n = \frac{T}{2} (1 - \alpha/\pi),$$

где  $T$  — период колебания входного напряжения  $u(t)$ .

Например, при  $\alpha=0$  время  $t_{n1} = T/2$  и тиристор  $VS$  полностью открыт в течение положительных полуволн питающего напряжения.

При  $\alpha = \pi/4$   $t_{n2} = \frac{T}{2} \cdot \frac{3}{4} = 3T/8$ , что соответствует уменьшению времени  $t_{n1}$  включения тиристора на  $1/4$ , т. е. на 25%, и т. д.

Для пояснения механизма управления тиристорной схемой на рис. 14.6, б, в, г приведены временные диаграммы напряжений на нагрузке. При наименьшем угле включения тиристора  $\alpha=0$  (рис. 14.6, б) среднее напряжение на нагрузке  $U_{н\text{ ср}}$  имеет максимальное для однополупериодной схемы (рис. 14.6, а) значение, равное  $(U_{н\text{ ср}})_0 = 0,318 U_m$ . При  $\alpha = \pi/4$  (рис. 14.6, в) напряжение  $(U_{н\text{ ср}})_{\pi/4} = 0,85 (U_{н\text{ ср}})_0 \simeq 0,27 U_m$ . При  $\alpha = \pi/2$  (рис. 14.6, г) напряжение  $(U_{н\text{ ср}})_{\pi/2} = 0,5 (U_{н\text{ ср}})_0 \simeq 0,159 U_m$ . Если в режиме минимальной нагрузки ( $R_n$  велико,  $I_n$  ср мало) обеспечить, например, угол  $\alpha = \pi/2$  (рис. 14.6, г), а затем по мере повышения нагрузки уменьшать угол  $\alpha$  (рис.

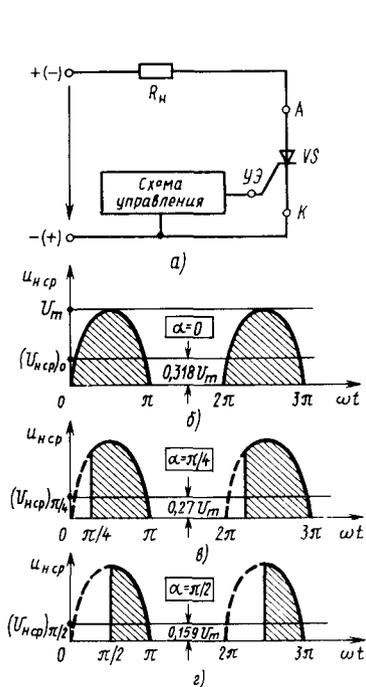


Рис. 14.6. Однополупериодный выпрямитель с тиристором: а — схема (УЭ — управляющий электрод); б, в, г — временные диаграммы выпрямленного напряжения при различных углах включения тиристора

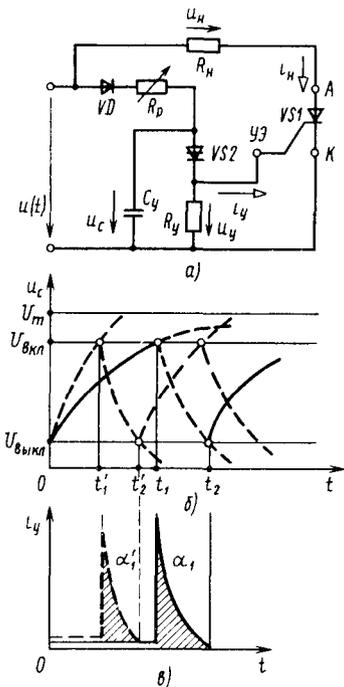


Рис. 14.7. Схема пик-генераторного управления тиристором (а); временные диаграммы напряжения на конденсаторе (б) и тока управления тиристором (в)

14.6, в), то можно получить неизменное значение  $U_{н\text{ ср}}$  за счет компенсации возрастания значения  $\Delta U_{\text{cp}}$  [см. (14.11)]. Такой принцип управления тиристорным выпрямителем называют фазоимпульсным (вертикальным) и широко используют в тиристорных преобразователях различного назначения.

Схемы управления тиристором должны генерировать управляющие импульсы в заданные моменты времени, соответствующие требуемым значениям угла  $\alpha$ . При этом для надежной работы тиристора необходимы кратковременные импульсы с большой крутизной переднего фронта. Устройство, обеспечивающее регулирование угла включения тиристора, называют *фазовращателем*. Фазовращатели легко получить, используя комбинацию трансформатора с  $R$ - и  $L$ -элементами. Однако из-за низкой крутизны формируемого ими управляющего сигнала они не находят применения в тиристор-

ных схемах. Наиболее пригодны для указанных целей полупроводниковые фазовращатели со встроенными пик-генераторами на диодах (диодных тиристорах).

Простейшая схема пик-генераторного управления тиристором  $VS1$  приведена на рис. 14.7, а. Она состоит из динисторного автогенератора релаксационных колебаний (параллельно включенные конденсатор  $C_y$  и динистор  $VS2$ ), служащего одновременно и формирователем кратковременных импульсов управления тиристором  $VS1$  благодаря использованию резистора  $R_y$  в анодной цепи динистора  $VS2$ .

В момент положительных полуволн питающего напряжения  $u(t)$  начинается заряд конденсатора  $C_y$  через регулировочный резистор  $R_p$ . Этот процесс продолжается до тех пор, пока напряжение  $u_C(t)$  на конденсаторе не достигнет значения  $U_{вкл.}$  достаточного для переключения динистора  $VS2$ , т. е.  $u_C(t) = U_{вкл.}$  С этого момента  $t = t_1$  (рис. 14.7, б) динистор переходит в режим насыщения (проводящее состояние), характеризующийся чрезвычайно низким значением его выходного сопротивления. В результате этого конденсатор  $C_y$  разряжается через динистор  $VS2$  и резистор  $R_y$ , формируя кратковременный импульс тока  $i_y$  (рис. 14.7, в) в управляющей цепи тиристора  $VS1$ . Окончание времени разряда обуславливается снижением напряжения на динисторе до значения  $U_{выкл.}$ , т. е. моментом времени  $t = t_2$  (рис. 14.7, б). В этот момент происходит обратное переключение динистора в состояние отсечки. Конденсатор  $C_y$  вновь получает возможность заряжаться под действием следующей полуволны питающего схему напряжения  $u(t)$ .

При изменении сопротивления резистора  $R_p$  (рис. 14.7, а) меняются параметры зарядной цепи ( $\tau_3 = R_p C_y$ ), а потому наблюдается сдвиг импульсов управления  $i_y$  во времени (рис. 14.7, в). Это позволяет менять угол включения  $\alpha$  тиристора, обеспечивая таким образом фазоимпульсный способ управления выходным напряжением (см. рис. 14.6).

Рассмотренный принцип управления тиристором можно использовать как для однофазных, так и многофазных выпрямительных устройств.

В выпрямителях с трансформаторами на входе регулирование напряжения на нагрузке можно осуществлять тиристорами, включенными во входную цепь переменного тока, как показано на рис. 14.8. Такие схемы весьма перспективны для выпрямителей, использующих понижающие трансформаторы, поскольку при  $U_1 \gg U_2$  имеем  $I_1 \ll I_2$ , а потому тиристорное управляемое звено  $VS$ , рассчитанное на пониженные токи  $I_1$ , получается малогабаритным, а неуправляемое

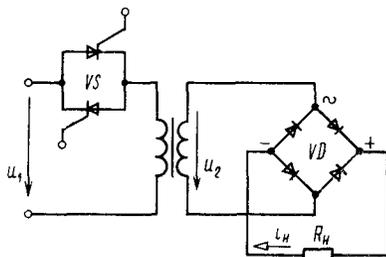


Рис. 14.8. Схема двухполупериодного тиристорного управления выпрямителем

диодное звено  $VD$  легко реализуется на практике. Существенно сложнее получить тиристорное управляемое звено на повышенные токи.

### § 14.5. СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ И ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ИХ РАБОТЫ

Большинство потребителей постоянного тока критично к пульсации питающего напряжения. Хорошее качество выпрямленного напряжения может быть обеспечено максимальным снижением коэффициента пульсации. Для этой цели используют сглаживающие фильтры, простейшими вариантами которых являются емкостный, индуктивный и индуктивно-емкостный фильтры.

Эффективность сглаживающих фильтров оценивается по значению коэффициента сглаживания  $S_k$  [см. (14.2)]. Даже для фильтров простейших типов  $S_k = 10 \dots 100$  и более. При использовании сложных многозвеньевых емкостных фильтров значение  $S_k$  может достигать многих тысяч.

**Емкостный сглаживающий фильтр** представляет собой конденсатор  $C_\phi$ , включаемый в схему выпрямителя параллельно нагрузке  $R_n$  (рис. 14.9, а). На рис. 14.9, б показаны графики изменения выпрямленного напряжения питания  $u(t)$  на выходе мостовой схемы выпрямления при отсутствии фильтра (пунктир) и напряжений на конденсаторе  $u_c(t)$  и нагрузке  $u_n(t)$ . Так как конденсатор  $C_\phi$  подключен параллельно нагрузке  $R_n$ , то  $u_c(t) = u_n(t)$ .

Принцип работы емкостного фильтра состоит в следующем. В начальном интервале времени  $\Delta t_1 = t_2 - t_1$  (рис. 14.9, б) происходит зарядка конденсатора  $C_\phi$ , так как с момента  $t_1$  напряжение питания  $u(t_1)$  становится равным напряжению на конденсаторе  $u_c(t_1)$  и далее повышается по синусоидальному закону. При этом через соответствующие диоды выпрямителя ( $VD1, VD3$  или  $VD2, VD4$ ) протекает ток  $i_D(t)$ , обеспечивающий питание нагрузки  $R_n$  и зарядку конденсатора  $C_\phi$ .

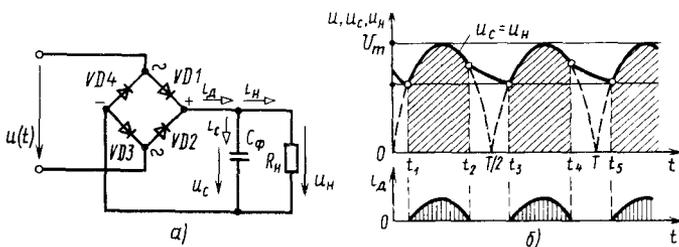


Рис. 14.9. Схема двухполупериодного выпрямителя с емкостным сглаживающим фильтром (а) и временная диаграмма ее работы (б)

В следующем интервале времени  $\Delta t_2 = t_3 - t_2$  напряжение на конденсаторе  $u_C(t_2) > u(t_2)$ , а потому наблюдается разрядка конденсатора  $C_\phi$  на резистор  $R_n$ , что препятствует снижению напряжения на нагрузке до нулевого значения, как это имеет место при отсутствии фильтра  $C_\phi$ . В рассматриваемом интервале ток через диоды выпрямляющей схемы не протекает и ток  $i_n$  нагрузки обеспечивается энергией, накопленной в конденсаторе  $C_\phi$  за время  $\Delta t_1$ .

В последующие интервалы времени ( $\Delta t_3 = t_4 - t_3$ ,  $\Delta t_4 = t_5 - t_4$  и т. д.) наблюдаются соответственно процессы, аналогичные описанным.

Эффективная работа емкостного фильтра обеспечивается при выполнении условия  $X_{C_\phi} \ll R_n$ , где  $X_{C_\phi} = 1/(\omega_1 C_\phi)$  — реактивное сопротивление конденсатора  $C_\phi$  для основной гармоники.

Тогда расчетная емкость фильтра

$$C_\phi \gg 1/(\omega_1 R_n) = 1/(2\pi f_1 R_n). \quad (14.12)$$

В маломощных цепях ( $R_n$  велико) условие (14.12) можно выполнить при относительно приемлемых значениях  $C_\phi$ . Для мощных цепей ( $R_n$  мало) емкостные фильтры малоэффективны.

**Индуктивный сглаживающий фильтр** представляет собой индуктивную катушку (дроссель)  $L_\phi$ , включаемую в схему выпрямителя последовательно с нагрузочным резистором  $R_n$  (рис. 14.10, а). Временная диаграмма работы фильтра показана на рис. 14.10, б. В течение каждого полупериода  $T/2$  одновременно с повышением выпрямленного напряжения питания  $u(t)$  наблюдается соответствующий рост тока нагрузки  $i_n$ , связанный с накоплением энергии магнитного поля в дросселе  $L_\phi$ . Расход указанной энергии при снижении напряжения  $u(t)$  и обеспечивает (как показано штриховкой) сглаживание пульсаций на нагрузке.

Эффективной работы индуктивного фильтра добиваются, выполняя условие

$$X_{L_\phi} \gg R_n, \quad (14.13)$$

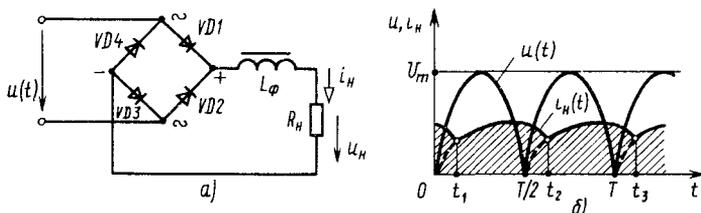


Рис. 14.10. Схема двухполупериодного выпрямителя с индуктивным сглаживающим фильтром (а) и временная диаграмма ее работы (б)

где  $X_{L_\phi} = \omega_1 L_\phi$  — реактивное сопротивление индуктивного фильтра для основной гармоники.

Нетрудно заметить, что реализация условия (14.13) для основной гармоники обеспечивает более полное выполнение этого условия для высших гармоник, имеющих большие угловые частоты  $\omega_k = k\omega_1$ , где  $k = 1, 2, \dots$  — номер гармоники. Таким образом, индуктивный фильтр  $L_\phi$ , обладая для основной и высших гармоник существенно большим реактивным сопротивлением, чем  $R_n$ , подавляет указанные гармоники тока, и они не создают падения напряжения на нагрузочном резисторе  $R_n$ . В то же время для постоянной составляющей выпрямленного тока дроссель представляет ничтожно малое сопротивление, а потому на нагрузке получают постоянное напряжение без заметных его потерь.

Вновь обращаясь к выражению (14.13), получают формулу для расчета индуктивных фильтров:

$$L_\phi \gg R_n / \omega_1 = R_n / (2\pi f_1). \quad (14.14)$$

Условие (14.14) свидетельствует об эффективности индуктивных фильтров в мощных цепях, т. е. при малых значениях  $R_n$ . На практике более эффективны комбинированные индуктивно-емкостные ( $\Gamma$ -образные) фильтры.

#### § 14.6. КОМПЕНСАЦИОННЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА В ПЕРЕМЕННЫЙ (ИНВЕРТОРЫ)

Коэффициент стабилизации простейшего параметрического стабилизатора, рассмотренного в § 12.2, незначителен и составляет  $(k_U)_{ст} = 10 \dots 30$ .

Для получения высококачественной стабилизации напряжения с коэффициентом  $(k_U)_{ст} > 1000$  применяют компенсационные стабилизаторы.

Принцип работы компенсационного стабилизатора основан на использовании отрицательной связи, обеспечивающей постоянное значение заданной величины  $U_{вых}$ . Для реализации указанного принципа служат измерительный и регулируемый элементы компенсационного стабилизатора (рис. 14.11). Измерительный элемент (ИЭ) измеряет выходное напряжение  $U_{вых}$  стабилизатора, сравнивает фактическое значение  $U_{вых}$  со значением  $U_0$  опорного напряжения, формируя на этой основе сигнал рассогласования  $\Delta U_{вых}$ . Последний воздействует на регулируемый элемент (РЭ), компенсирующий от-

клонение напряжения  $U_{вых}$  от заданного значения. В качестве источника опорного напряжения в ИЭ используют рассмотренный выше параметрический стабилизатор.

Регулируемый элемент выполняет в компенсационном стабилизаторе роль управляемого резистора и состоит из одного или нескольких транзисторов, включенных по составной схеме для повышения мощности элемента (стабилизатора). В режиме управляемого резистора РЭ (транзистор) обладает низким коэффициентом использования (мощность в нагрузке не может превышать допустимой мощности рассеяния в транзисторе). В связи с этим в мощных компенсационных стабилизаторах напряжения (тока) транзисторы РЭ используют в ключевом режиме, при котором можно обеспечить многократное повышение их коэффициента использования (по сравнению с работой транзисторов в режиме управляемого резистора).

Преобразование энергии источника постоянного тока одного напряжения в энергию постоянного или переменного тока другого напряжения широко используют в технике, например при питании обмоток электродвигателей, демодуляторов и т. п. Наиболее эффективны (по КПД и массогабаритным показателям) устройства, обеспечивающие непосредственное преобразование электрической энергии за счет применения полупроводниковых приборов в качестве бесконтактных переключателей напряжения (транзисторы) или тока (тиристоры). Действительно, если в трансформаторе одна из обмоток (первичная) выполнена в виде двух полуобмоток со средней точкой, а другая (вторичная) подключена к нагрузке, то при последовательном прерывании постоянного тока в каждой из полуобмоток можно получить в них прерывистые напряжения, сдвинутые друг относительно друга на  $180^\circ$ . Это обеспечит наведение переменного тока во вторичной обмотке трансформатора, что соответствует принципу работы инвертора, т. е. преобразователя постоянного тока в переменный. В свою очередь, если питать этот трансформатор (со стороны вторичной обмотки) переменным током, а к первичной обмотке подключить выпрямитель (см. § 14.2), то можно получить конвертор, преобразующий переменный ток в постоянный.

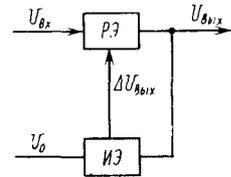


Рис. 14.11. К пояснению принципа работы компенсационных стабилизаторов напряжения

#### Контрольные вопросы

1. Какие свойства диодов используются в выпрямительных устройствах?
2. Перечислите разновидности источников вторичного электропитания (ИВЭ) и укажите их назначение.
3. Назовите основные параметры ИВЭ.
4. Приведите показатели выпрямителей однофазного тока для одно- и двухполупериодного выпрямления.

5. Укажите особенности двухполупериодной схемы выпрямления однофазной цепи
6. Поясните отличия между одно- и двухполупериодной схемами выпрямления трехфазной цепи.
7. Как определяют коэффициенты пульсации для выпрямительных схем?
8. Расскажите о принципе работы управляемого выпрямителя на тиристорах.
9. Как оценить эффективность сглаживающего фильтра?
10. Изложите принцип работы и область применения емкостного сглаживающего фильтра.
11. Изложите принцип функционирования индуктивного сглаживающего фильтра
12. Изложите принцип работы компенсационного стабилизатора напряжения.

## ГЛАВА 15

### ИМПУЛЬСНЫЕ И АВТОГЕНЕРАТОРНЫЕ УСТРОЙСТВА

#### § 15.1. ОСОБЕННОСТИ ИМПУЛЬСНЫХ УСТРОЙСТВ. ПРИНЦИПЫ РАСЧЕТА И АНАЛИЗА

Электронные устройства по принципу управления подразделяют на два класса: непрерывные и дискретные (прерывистые). В устройствах первого класса управляющие воздействия проявляют себя непрерывно, преобразуя каждое из мгновенных значений регулируемого параметра. В устройствах второго класса реализуются дискретные прерывистые управляющие воздействия, получаемые за счет их квантования по уровню или по времени. Заметим, что *квантованием* называют представление непрерывного сигнала  $x(t)$  его значениями в отдельных точках.

*Квантование по уровню* (рис. 15.1, а) — преобразование непрерывного сигнала  $x(t)$  в дискретные воздействия, осуществляемые в соответствии с заданными уровнями (независимо от времени). Устройства, реализующие указанное преобразование, относят к *релейным*.

*Квантование по времени* (рис. 15.1, б) — преобразование непрерывного воздействия  $x(t)$  в дискретную последовательность сигналов, каждый из которых соответствует заданному моменту времени (независимо от уровня). Устройства, осуществляющие такое преобразование, называют *импульсными*.

Различают также электронные устройства, в которых наблюдается квантование сигналов и по времени, и по уровню. Если при этом сигнал, квантованный по уровню, преобразуется специальным вычислителем в цифровую форму, то имеют *цифровое устройство*.

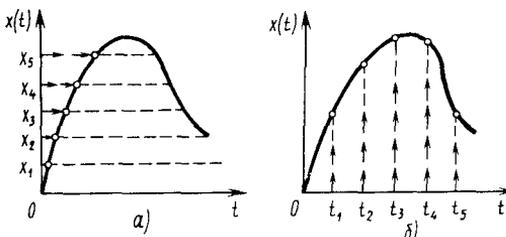


Рис. 15.1. Квантование сигналов по уровню (а) и по времени (б)

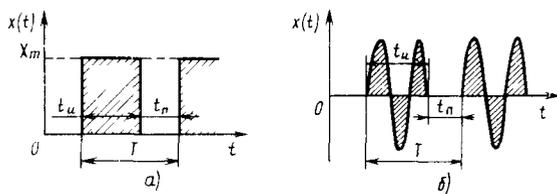


Рис. 15.2. Временные диаграммы видео- (а) и радиоимпульсов (б)

**Важнейшие характеристики импульсных устройств** — вид импульсов и параметры импульсного режима. Различают два вида импульсов: *видеоимпульсы*, характеризующиеся формой, параметрами импульсного сигнала, временными параметрами (на рис. 15.2, а показаны прямоугольные импульсы амплитудой  $X_m$ , длительностью  $t_n$ , с периодом следования  $T$  и длительностью паузы  $t_u$ ); *радиоимпульсы* — кратковременные импульсы заданной формы с высокочастотным наполнением. Радиоимпульс модулируется видеоимпульсом соответствующей формы. Так, на рис. 15.2, б представлены радиоимпульсы, модулированные прямоугольными видеоимпульсами.

Основной характеристикой импульсного режима является *скважность импульсов*

$$q = T/t_n.$$

Нетрудно заметить, что при скважности  $q=1$  имеют  $t_n=T$ , что отвечает переходу импульсного режима в непрерывный. С другой стороны, при  $q \rightarrow \infty$  ( $t_n \rightarrow 0$ ) получают эффект полного отсутствия сигнала.

Применяют также и другую характеристику импульсного режима — *коэффициент заполнения*

$$\gamma = 1/q = t_n/T,$$

т. е. величину, обратную скважности.

**Достоинства импульсных устройств** сводятся к следующим.

1. В импульсных устройствах полезная  $P_n$  (в импульсе) и средняя  $P_{cp}$  мощности связаны соотношением

$$P_n = qP_{cp}.$$

Как видно, при большой скважности ( $q \gg 1$ ) можно получить существенное превышение мощности в импульсе над средним ее значением. Это способствует улучшению массогабаритных показа-

телей отдельных элементов импульсных устройств (по сравнению с установками непрерывного режима работы).

2. В импульсных электронных устройствах усилительные приборы (транзисторы), как отмечалось в гл. 13, используют в специфическом режиме ключа (классе усиления  $D$ ), при котором в конечных режимах отсечки и насыщения они рассеивают малую тепловую мощность. Это способствует существенному повышению коэффициента использования усилительного прибора

$$K_{\text{ис}} = P_{\text{н}} / P_{\text{к макс}}, \quad (15.1)$$

где  $P_{\text{н}} = I_{\text{н}} U_{\text{н}}$  — полезная мощность нагрузочного устройства;  $P_{\text{к макс}} = I_{\text{н}} U_{\text{н}2}$  — мощность, рассеиваемая в выходной цепи усилительного прибора;  $U_{\text{н}}$  и  $U_{\text{н}2}$  — напряжения нагрузочного устройства и выходной цепи усилительного прибора.

Как видно из (15.1), при  $U_{\text{н}} > U_{\text{н}2}$  имеется возможность обеспечить в импульсном устройстве многократное превышение полезной мощности нагрузочного устройства над мощностью, рассеиваемой в самом усилительном приборе. Это позволяет применять в импульсных устройствах маломощные усилительные приборы для управления существенно большими полезными мощностями. Кратность повышения мощностей может достигать в транзисторных установках 10...20.

3. Импульсные устройства функционируют в дискретном режиме. Переход от непрерывного управления к дискретному улучшает помехозащищенность, которая у непрерывных систем невелика.

4. Импульсные устройства характеризуются применением однотипных элементов в каналах обработки, передачи и хранения информации. Эти элементы легко изготовить средствами интегральной технологии, обеспечивающей их повышенную надежность, малогабаритность, дешевизну и т. п.

Указанные достоинства импульсных устройств обусловили их широкое использование во многих областях электроники (радиолокации, телевидении, вычислительной технике), метрологии и т. п.

*Расчет импульсного устройства* связан с выявлением переходных токов и напряжений, наблюдаемых в его элементах при периодических коммутациях, обусловленных импульсными воздействиями. Для выполнения этой задачи можно использовать как классический, так и операторный методы расчета в сочетании с одним из следующих способов: индукции (решения «шаг за шагом»); наложения (суперпозиции решений), т. е. заменой каждого из импульсов соответствующими воздействиями положительного и отрицательного знаков; суммирования действий каждого из импульсов.

Анализ импульсных устройств связан с оценкой временных параметров импульсного воздействия. Пусть имеем видеопульс прямоугольной формы (рис. 15.3, а). Нетрудно заметить, что этот

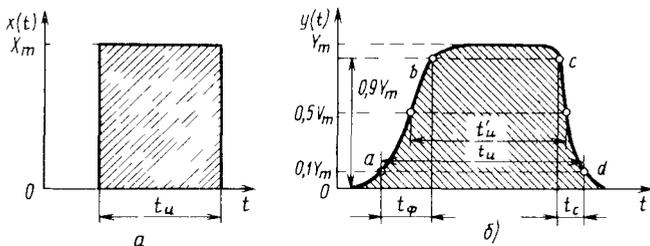


Рис. 15.3. Идеализированный (а) и реальный (б) видеоимпульсы

идеальный импульс обусловит на выходе импульсного устройства реальный импульс (рис. 15.3, б), искаженный действием инерционных элементов. Для единообразной оценки реальных импульсов в электронике используют следующую методику: на уровнях  $0,1 Y_m$  и  $0,9 Y_m$  ( $Y_m$  — амплитуда импульса) фиксируют соответствующие точки  $a, d$  и  $b, c$ ; опускают из указанных точек перпендикуляры на ось абсцисс, определяя важнейшие временные параметры импульса. Так, для импульса на рис. 15.3, б имеем:  $t_\phi$  — длительность фронта;  $t_a'$  — активная длительность импульса, определяемая на уровне  $0,5 Y_m$ ;  $t_c$  — длительность среза.

Тогда длительность реального импульса (рис. 15.3, б)

$$t_n < t_\phi + t_a' + t_c.$$

Для импульсов стандартной (неискаженной) формы требуется выполнение условия

$$t_\phi \approx t_c \approx (0,05 \dots 0,2) t_n.$$

Одна из причин широкого внедрения импульсных устройств в технику — высокая информационность параметров импульсных сигналов. На практике для этой цели используют изменения следующих параметров: длительности импульса (время-импульсные системы); частоты импульсов (частотно-импульсные системы); амплитуды импульсов (системы с поразрядным управлением).

## § 15.2. ЭЛЕКТРОННЫЕ КЛЮЧИ И ПРОСТЕЙШИЕ ФОРМИРОВАТЕЛИ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ. СТАТИЧЕСКИЕ И ДИНАМИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ ЭЛЕКТРОННЫХ КЛЮЧЕЙ

Особенности транзисторного ключа вытекают из способности транзисторов устойчиво функционировать в состояниях отсечки и насыщения при минимальных значениях мощности, рассеиваемой

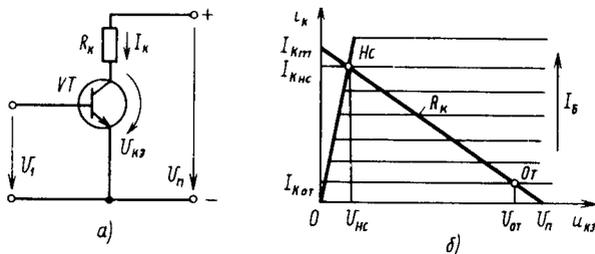


Рис. 15.4. Схемы биполярного транзисторного ключа (а) и его выходная характеристика (б)

в транзисторе. Действительно, как видно из графика выходной характеристики (рис. 15.4, б) биполярного транзистора, схема ОЭ которого приведена на рис. 15.4, а, в состоянии насыщения (точка Нс) ток в резисторе  $R_K$  максимален, а напряжение на транзисторе мало. Очевидно, что в этом случае рассеиваемая в выходной цепи мощность прибора  $P_{Tнс}$  мала, поскольку

$$P_{Tнс} = I_{Kнс} U_{нс} \approx (U_{ц}/R_K) U_{нс},$$

где  $I_{Kнс}$  и  $U_{нс}$  — значения коллекторного тока и напряжения на транзисторе в режиме насыщения.

В состоянии отсечки (точка От) ток в резисторе  $R_K$  предельно мал, а выходное напряжение транзистора соизмеримо с  $U_{ц}$ . Поэтому и в режиме отсечки рассеиваемая в транзисторе мощность  $P_{Tот}$  также мала, т. е.

$$P_{Tот} = I_{Kот} U_{от} \approx I_{Kот} U_{ц},$$

где  $I_{Kот}$  и  $U_{от}$  — значения коллекторного тока и напряжения на транзисторе в режиме отсечки.

Указанное свойство транзисторов определяет их широкое применение в импульсных и цифровых устройствах в так называемом ключевом режиме (ключе), при котором прибор используется в установившемся состоянии только в режимах отсечки (ключ разомкнут) и насыщения (ключ замкнут).

К основным показателям электронных ключей относят: остаточное выходное напряжение  $U_0 = U_{нс}$  и сопротивление  $R_0 = R_{нс}$  для замкнутого состояния ключа (насыщения); токи утечки входной  $I_{1ут}$  и выходной  $I_{2ут}$  цепей; рабочий диапазон изменений входных сигналов  $\Delta U_1$  или  $\Delta I_1$ , который обеспечивает управляющие воздей-

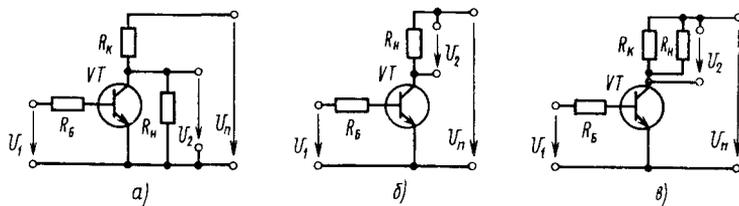


Рис. 15.5. Различные схемы подключения нагрузочного резистора к зажимам транзисторного ключа:  
*a* — к выходу транзистора *VT*; *б, в* — непосредственно в коллекторную цепь

ствия ключа; временные параметры прямого и обратного переключений ключа и др.

Управляющими сигналами в ключах могут быть как импульсы, так и уровни напряжений (потенциалов). В связи с этим различают два типа ключевых устройств: импульсные и потенциальные. Указанные сигналы в ключах кодируют в двоичной системе счисления по принципу: низкому уровню или отсутствию импульса соответствует 0 (нуль), высокому уровню или действию импульсного сигнала — 1 (единица). В некоторых случаях применяют и обратный код.

Элементарный ключ имеет один вход и один выход. В общем случае число входов и выходов ключевого устройства не ограничено.

**Транзисторный ключ** можно представить состоящим из собственно транзистора *VT* и трех резисторов: цепи базы  $R_б$ , коллектора  $R_к$  и нагрузки  $R_n$  (рис. 15.5). Нагрузочный резистор  $R_n$  можно подключить не только к выходу *VT* (рис. 15.5, *a*), но и непосредственно в коллекторную цепь (рис. 15.5, *б, в*). В соответствии с этим состоянием ключа «замкнут» или «разомкнут» могут отвечать различные режимы работы транзистора: для схем (см. рис. 15.5, *б, в*), относящихся к неинвертирующим, состоянию «замкнут» отвечает режим насыщения транзистора *VT*, а «разомкнут» — режим отсечки; для схемы, приведенной на рис. 15.5, *a*, состоянию ключа «замкнут» соответствует режим отсечки, а «разомкнут» — режим насыщения. Поэтому такие схемы называют инвертирующими. Как видно, установившееся состояние ключевого устройства в отношении понятий «замкнут» и «разомкнут» содержит элемент условности, а потому нуждается в конкретизации применительно к используемой схеме импульсного устройства. Более того, и сами понятия режимов отсечки и насыщения транзисторного ключа имеют также условный характер, особенно для транзисторов интегрального исполнения. Так, например, при коллекторном токе  $I_к \geq \geq (0,97...0,99) I_{к\text{нас}}$  интегральный транзисторный ключ полагают на-

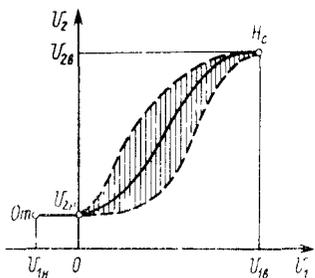


Рис. 15.6. Передаточная характеристика транзисторного ключа

получили интегральные ключи с транзисторами в микросхеменном исполнении.

**Статические показатели** электронных ключей удобно представлять в графической форме в виде передаточных характеристик ключа, т. е. зависимостей выходного напряжения  $U_2$  от входного сигнала  $U_1$ . Представленная на рис. 15.6 передаточная характеристика неинвертирующего ключа (низким значениям  $U_{1н}$  входного напряжения соответствуют малые значения  $U_{2н}$  выходного напряжения, и наоборот) отвечает схемам, показанным на рис. 15.5, б, в. Как видно (рис. 15.6), входные  $U_1$  и выходные  $U_2$  напряжения могут принимать в ключе только устойчивые значения, отвечающие координатам рабочих точек От и Нс используемого транзистора.

Важнейшей особенностью ключевых устройств является их нечувствительность к виду передаточной характеристики на участке между рабочими точками От и Нс. Возможный разброс передаточной характеристики показан на рис. 15.6 заштрихованной областью. Как видно из рисунка, любая «деформация» участка переключений передаточной характеристики ключевого устройства не оказывает сколько-нибудь заметного влияния на значения выходного сигнала, определяемого указанными точками. Это подтверждает внутреннюю устойчивость ключевых (а следовательно, импульсных и цифровых) устройств к воздействию различных дестабилизирующих факторов.

**Динамические показатели** ключей рассмотрим на примере анализа переходных процессов в простейшей схеме (рис. 15.5, а). Пусть входное напряжение  $u_1(t)$ , а также вызванный им базовый ток  $i_b(t)$  транзистора  $VT$  изменяются скачком (рис. 15.7, а, б). Рассматривая ток  $i_b$  как управляющее воздействие, покажем на графике изменение переходного тока  $i_k$  коллектора (рис. 15.7, в) на отрезке времени  $t_n'$ , который можно представить состоящим из следующих интервалов.

ходящимся в режиме насыщения. Соответственно при  $I_k \leq (0,01 \dots 0,03) I_{kнс}$  имеют режим отсечки. Такой режим отсечки интегральных ключей (фактически активный режим) обуславливается трудностями принудительного запирающего транзисторов. Для этого необходимы дополнительные источники энергии, которые сложно применять в интегральной электронике.

В транзисторных ключах применяют как биполярные, так и полевые транзисторы. Особенно широкое распространение

1. Задержки  $t_3$ , обусловливаемой процессом накопления носителей, необходимым для отпирания эмиттерного перехода транзистора. Длительность  $t_3$  составляет единицы наносекунд (нс) и определяется частотными свойствами прибора и интенсивностью управляющего воздействия.

2. Формирования фронта  $t_\phi$ , т. е. нарастающего коллекторного тока при заданном токе базы. Этот временной интервал определяется в первую очередь эквивалентной постоянной времени коллекторной цепи  $\tau$  и степенью насыщения транзистора  $q_{нс}$ . Действительно, для участка нарастания тока коллектора по экспоненциальному закону (рис. 15.7, в) имеют

$$i_K = h_{21Э} I_B (1 - e^{-t/\tau}).$$

Как видно из рис. 15.7, в, при  $t = t_\phi$  ток коллектора  $i_K = I_{Kнс}$ . Тогда

$$I_{Kнс} = h_{21Э} I_B (1 - e^{-t_\phi/\tau}),$$

откуда

$$e^{-t_\phi/\tau} = (h_{21Э} I_B - I_{Kнс}) / (h_{21Э} I_B).$$

Логарифмируя полученное выражение, получают

$$t_\phi = \tau \ln \frac{h_{21Э} I_B}{h_{21Э} I_B - I_{Kнс}} = \tau \ln \frac{1}{1 - q_{нс}}, \quad (15.2)$$

где  $\tau = h_{21Э} [1/(2\pi f_\alpha) + C_K R_K]$ ;  $h_{21Э}$  — коэффициент передачи тока в схеме ОЭ;  $f_\alpha$  — граничная частота усиления транзистора в схеме с общей базой.

С учетом того, что для высокочастотных транзисторов  $1/2\pi f_\alpha \ll C_K R_K$ , постоянная времени коллекторной цепи

$$\tau \approx h_{21Э} C_K R_K.$$

Степень насыщения транзистора

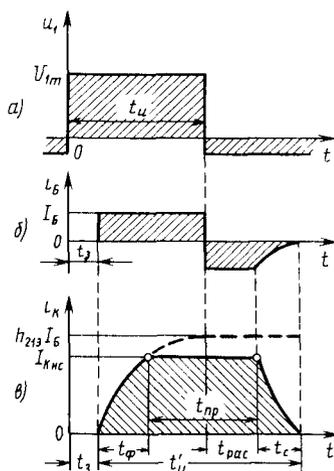


Рис. 15.7. К анализу переходных процессов в транзисторном ключе:

а — входное воздействие; б — ток базы; в — выходной ток

$$q_{\text{жс}} = h_{21Э} I_{\text{Б}} / I_{\text{К жс}}$$

**Пример 15.1.** Дано  $h_{21Э} = 100$ ;  $C_{\text{К}} = 0,4$  пФ;  $R_{\text{К}} = 3$  кОм;  $h_{21Э} I_{\text{Б}} = 2I_{\text{К жс}}$  (рис. 15.7, в). Найти  $\tau$  и  $t_{\text{ф}}$ .

**Решение.** Эквивалентная постоянная времени коллекторной цепи

$$\tau = h_{21Э} R_{\text{К}} C_{\text{К}} = 100 \cdot 3 \cdot 10^3 \cdot 0,4 \cdot 10^{-12} = 120 \cdot 10^{-9} \text{ с} = 120 \text{ нс.}$$

Длительность фронта согласно (15.2)

$$t_{\text{ф}} = 120 \cdot 10^{-9} \ln 2 = 83 \cdot 10^{-9} \text{ с} = 83 \text{ нс.}$$

3. Поддержания неискаженной прямоугольной формы импульса за время  $t_{\text{пр}}$ . Это время определяется продолжительностью  $t_{\text{и}}$  управляющего импульса и интенсивностью процессов накопления ( $t_{\text{з}}$  и  $t_{\text{ф}}$ ) и рассасывания  $t_{\text{рас}}$  носителей заряда (рис. 15.7, в).

Время рассасывания  $t_{\text{рас}}$  характеризуется тем, что после окончания действия управляющего импульса накопленные ранее в базе носители заряда не могут мгновенно ее покинуть. И поэтому базовый ток, обусловленный наличием этих зарядов, хотя и изменил свое направление (рис. 15.7, б), способствует тому, чтобы транзистор относительно нагруженного устройства продолжал оставаться включенным.

4. Формирования среза (заднего фронта)  $t_{\text{с}}$ , т. е. времени спада коллекторного тока от значения, равного  $I_{\text{К жс}}$  (рис. 15.7, в) до  $I_{\text{КБ0}}$  (практически равного нулю). Временной интервал  $t_{\text{с}}$  трудно поддается расчету, а потому на практике пользуются эквивалентной постоянной времени коллектора  $\tau \approx h_{21Э} C_{\text{К}} R_{\text{К}}$ . Тогда, полагая для времени среза нижний уровень сигнала равным  $0,1I_{\text{К жс}}$  (рис. 15.3, б), для большинства практических случаев имеем

$$t_{\text{с}} \approx 2,3\tau. \quad (15.3)$$

**Пример 15.2.** Дано: параметры коллекторной цепи те же, что в примере 15.1. Найти  $\tau$  и  $t_{\text{с}}$ .

**Решение.** Эквивалентная постоянная времени коллектора

$$\tau = 120 \text{ нс.}$$

Продолжительность среза в соответствии с (15.3)

$$t_{\text{с}} = 2,3\tau = 276 \text{ нс.}$$

Анализ переходных процессов в рассматриваемом транзисторном ключе позволяет сделать вывод, что в зависимости от  $t_{\text{з}}$  и  $t_{\text{рас}}$  длительность выходного импульса  $t_{\text{и}}'$  будет отличаться от

длительности управляющего импульса  $t_{\text{н}}$ . Как правило,  $t_{\text{н}}' > t_{\text{н}}$ . Улучшение динамических характеристик ключей, т. е. снижение времени включения, рассасывания и выключения, может быть достигнуто использованием высокочастотных транзисторов и интенсивностью управляющего воздействия. Последнее наиболее просто достигается шунтированием резистора  $R_{\text{Б}}$  конденсатором небольшой емкости  $C_{\text{Б}}$  (рис. 15.8, а). В этом случае при коммутации имеет место резкий скачок базового тока (рис. 15.8, б), обусловленный закорачиванием резистора  $R_{\text{Б}}$  конденсатором  $C_{\text{Б}}$ . Это вызывает ускорение (форсирование) переходных процессов в цепи. В дальнейшем по мере зарядки конденсатора  $C_{\text{Б}}$  его действие плавно нейтрализуется, способствуя снижению тока базы до нормального уровня.

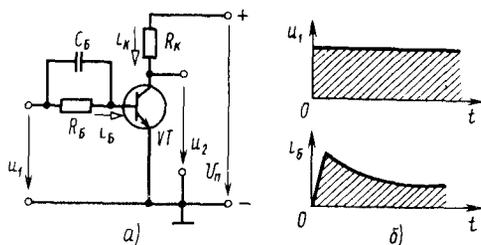


Рис. 15.8. Схема ключа формированием базового тока транзистора (а) и временные диаграммы процесса (б)

Аналогичный процесс формирования будет наблюдаться при рассасывании и запираии ключа из-за скачка обратного базового тока, вызываемого разрядкой конденсатора  $C_{\text{Б}}$ .

### § 15.3. ТРАНЗИСТОРНЫЕ ТРИГГЕРЫ

*Триггер* (от англ. trigger — курок) — бесконтактное устройство с двумя устойчивыми состояниями (электронный переключатель), способное воздействием управляющего сигнала перебрасываться скачком из одного состояния в другое. Он широко применяется в цифровых электронных устройствах (см. гл. 17). Принцип работы и особенности транзисторного триггера рассмотрим на примере симметричного триггера с перекрестной положительной обратной связью (ПОС) и триггера Шмитта.

**Симметричный триггер с перекрестной ПОС** (рис. 15.9) имеет каналы ПОС, ускоряющие процессы принудительного переключения транзисторов. Действие ПОС достигается гальванической связью коллектора одного транзистора с базой другого. С этой целью используют

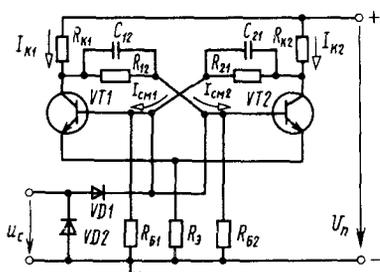


Рис. 15.9. Схема симметричного триггера с перекрестной ПОС

резисторы  $R_{12}$  и  $R_{21}$ . Для повышения эффективности ПОС в переходных режимах (форсирования токов баз) указанные резисторы шунтируют конденсаторами  $C_{12}$  и  $C_{21}$ .

Механизм работы рассматриваемого триггера определяется невозможностью обеспечения абсолютной симметрии его схемы в исходном состоянии (при отсутствии управляющего сигнала  $u_c$ ). Поэтому при подключении источника питания  $U_n$  в управляющих цепях транзисторов токи  $I_{сн\ 1}$  и  $I_{сн\ 2}$

$$I_{сн\ 1} \approx (U_n - I_{K2}R_{K2}) \left/ \left( R_{21} + \frac{R_{Б1}R_{Вк1}}{R_{Б1} + R_{Вк1}} \right), \right.$$

$$I_{сн\ 2} \approx (U_n - I_{K1}R_{K1}) \left/ \left( R_{12} + \frac{R_{Б2}R_{Вк2}}{R_{Б2} + R_{Вк2}} \right), \right.$$

где  $R_{Б1}$  и  $R_{Б2}$  — входные сопротивления соответственно транзисторов  $VT1$  и  $VT2$ .

Эти токи вызывают смещение входных цепей транзисторов  $VT1$  и  $VT2$  (за счет падения напряжения на резисторах  $R_{Б1}$  и  $R_{Б2}$ ) в прямом направлении, а следовательно, отпирание обоих приборов. Однако из-за отсутствия абсолютной симметрии схемы один из транзисторов должен опередить другой в этом процессе открывания. В свою очередь, любое незначительное нарушение синхронизма вызывает мгновенное действие механизма ПОС, что приводит к форсированному отпиранию опережающего и запираанию отстающего транзисторов. В результате этого в исходном состоянии рассматриваемого триггера один из транзисторов всегда открыт, а другой закрыт.

Действие системы управления триггером (рис. 15.9) заключается в одновременном воздействии импульсным сигналом  $u_c$  на базовые цепи обоих транзисторов. В этом случае ранее закрытый транзистор начинает открываться, вызывая одновременно действие ПОС, которая и обеспечивает соответствующее переключение триггера в новое устойчивое состояние. При подаче следующего импульсного сигнала  $u_c$  происходит (согласно указанным причинам) переключение триггера в другое устойчивое состояние и т. д.

**Быстродействующий триггер Шмитта с комбинированной ОС**, электрическая схема которого приведена на рис. 15.10, содержит три канала обратной связи: два ПОС и один ООС. Каналы ПОС в отличие от обычного триггера являются несимметричными. Первый канал ПОС-1 соединяет коллектор транзистора  $VT1$  с базой  $VT2$  через точки  $a$  и  $a'$  (как в обычных триггерах). Второй канал ПОС-2 связывает транзисторы  $VT2$  и  $VT1$  через общий для эмиттерных цепей резистор  $R_3$ . Механизм действия ПОС-2 состоит в том, что при переключениях триггера в одном транзисторе (запираемом) наблюдается снижение эмиттерного тока, а в другом (отпираемом) увеличение, т. е. изменения эмиттерных токов имеют разные знаки.

Изменения эмиттерного тока транзисторов  $VT1$  и  $VT2$  определяются соответственно выражениями

$$\Delta i_{Э1} \approx h_{1Э} \Delta i_{Б1}, \quad \Delta i_{Э2} \approx h_{2Э} \Delta i_{Б2}.$$

где  $h_{13}$  и  $h_{23}$  — коэффициенты передачи тока транзисторов  $VT1$  и  $VT2$  в схеме ОЭ\*;  $\Delta i_{B1}$  и  $\Delta i_{B2}$  — изменения тока базы транзисторов  $VT1$  и  $VT2$  под действием управляющего импульса.

Поскольку изменения тока  $\Delta i_{B2}$  имеют принудительный ха-

рактер (из-за гальванической связи коллектора  $VT1$  с базой  $VT2$ ), можно полагать  $\Delta i_{B2} \approx h_{13} \Delta i_{B1}$ , откуда  $\Delta i_{32} \approx h_{13} h_{23} \Delta i_{B1}$ .

Следовательно, абсолютные изменения эмиттерного тока транзистора  $VT2$  существенно больше, чем у  $VT1$ . Поэтому, рассматривая действие канала ПОС-2 в режимах переключения триггера (рис. 15.10), можно отметить преобладающую роль эмиттерного тока транзистора  $VT2$  в создании напряжения смещения на резисторе  $R_3$ . Так как изменения тока  $\Delta i_{31}$  и  $\Delta i_{32}$  имеют разные знаки, то при любых переключениях триггера канал ПОС-2 будет ускорять процесс перехода прибора  $VT1$  из одного состояния в другое.

Нетрудно заметить, что в установившемся режиме работы триггера ток через резистор  $R_3$  равен току транзистора, находящегося в состоянии насыщения. Падение напряжения на  $R_3$  и обуславливает наличие ООС, которая, дополнительно воздействуя на закрытый транзистор, способствует надежному удержанию его в состоянии отсечки.

Проанализируем работу схемы (рис. 15.10), полагая транзистор  $VT1$  закрытым (режим отсечки), а  $VT2$  открытым (режим насыщения). Пусть в этот момент на вход триггера подается положительный импульс управляющего напряжения  $u_c$ . Поступая во входную цепь транзистора  $VT1$ , управляющий импульс выводит прибор из закрытого состояния (в выходной цепи  $VT1$  возрастает ток). При этом немедленно срабатывают оба механизма положительной обратной связи: ПОС-1 и ПОС-2, вызывая интенсивное переключение триггера в противоположное состояние — насыщение транзистора  $VT1$  и отсечка  $VT2$ . В новом установившемся состоянии механизм ООС обеспечивает устойчивый режим отсечки транзистора  $VT2$ . При поступлении на вход триггера импульса отрицательной полярности происходит обратное переключение схемы и т. д.

Особенности триггера Шмитта заключаются в следующем.

1. Выходные режимы устройства связаны с цепью транзистора  $VT2$ , не имеющей непосредственного контакта с элементами управления. Поэтому представляется возможным изменять в достаточно широких пределах значение сопротивления резистора  $R_{K2}$  для обеспечения заданной амплитуды выходного сигнала.

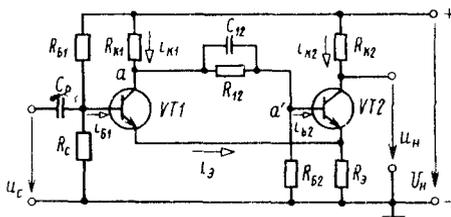


Рис. 15.10. Схема быстродействующего триггера Шмитта

2. Триггер может работать устойчиво и на емкостную нагрузку, поскольку по указанной выше причине эта емкость не оказывает влияния на процессы переключения транзисторов.

Триггер Шмитта с комбинированной ОС находит применение в качестве быстродействующего переключателя, в котором даже слабые сигналы обеспечивают его работу в релейном режиме.

#### § 15.4. ОСНОВЫ ТЕОРИИ АВТОГЕНЕРАТОРОВ. БАЛАНС АМПЛИТУД И ФАЗ

*Автогенератор* — устройство, предназначенное для генерации периодических сигналов заданной формы и частоты, возникающих в результате самовозбуждения. Принцип его работы основан на преобразовании энергии постоянного тока источника питания в колебания переменного тока.

Различают два класса автогенераторов: *гармонических сигналов* (напряжения и тока) и *релаксационные*, предназначенные для формирования импульсных сигналов различной формы. Основное требование к автогенераторам — обеспечение стабильности выходных сигналов по форме и частоте.

Работа автогенератора основана на реализации положительной обратной связи, поскольку любое усилительное устройство с ПОС может при выполнении условий самовозбуждения функционировать в роли автогенератора.

**Условия самовозбуждения автогенератора** (баланс амплитуд и фаз). Пусть имеются два четырехполюсника (рис. 15.11, а): первый — с комплексным коэффициентом усиления  $K_U$ , действующим в прямом направлении (показано зачерненной стрелкой), т. е.

$$\dot{K}_U = \dot{U}_2 / \dot{U}_1 = K_U e^{j\varphi_K}, \quad (15.4)$$

где  $K_U = U_2 / U_1$  — модуль коэффициента усиления;  $\varphi_K = \psi_2 - \psi_1$  — сдвиг фаз между выходным и входным напряжениями усилителя  $\dot{K}_U$ ;

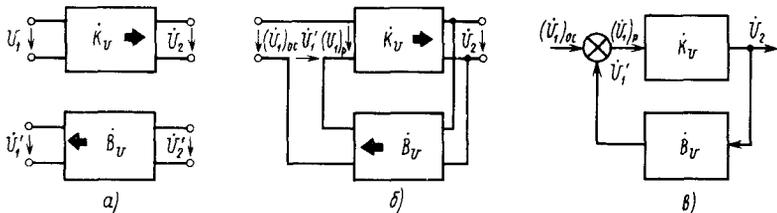


Рис. 15.11. К условию самовозбуждения автогенератора:  
а — условные обозначения исходных четырехполюсников; б — схема реализации ПОС; в — условная схема усилительного устройства с сумматором

второй — с комплексным коэффициентом передачи  $\dot{B}_U$ , действующим в обратном направлении, т. е.

$$\dot{B}_U = \dot{U}'_1 / \dot{U}'_2 = B_U e^{j\varphi_B}, \quad (15.5)$$

где  $B_U = U'_1 / U'_2$  — модуль коэффициента передачи;  $\varphi_B = \psi'_1 - \psi'_2$  — сдвиг фаз между выходным и входным напряжениями четырехполюсника  $\dot{B}_U$ .

Соединив оба четырехполюсника, образуем усилительное устройство (рис. 15.11, б) со встроенным каналом обратной связи, обеспечивающим суммирование выходного сигнала четырехполюсника  $\dot{B}_U$  с входным  $\dot{K}_U$ , т. е. реализацию ПОС. В этом случае для результирующего сигнала на входе усилительного устройства

$$(\dot{U}'_1)_p = (\dot{U}'_1)_{oc} + \dot{U}'_1, \quad (15.6)$$

где  $(\dot{U}'_1)_{oc}$  — входной сигнал усилительного устройства с ПОС;  $\dot{U}'_1 = B_U \dot{U}_2$  — сигнал обратной связи.

Для наглядного отображения всех сигналов, воздействующих на вход усилителей с ОС, применяют специальный схемный элемент, именуемый сумматором. Графически его изображают в виде кружка диаметром 6 мм с четырьмя симметрично расположенными секторами, служащими для указания направлений передачи сигналов. Сектор для отрицательной ОС закрашивают черным цветом, а для положительной — оставляют незакрашенным. На рис. 15.11, в показана рассматриваемая система с ПОС, использующая сумматор, с соответствующими обозначениями воздействий, что облегчает ее анализ.

Правило знаков для сумматора: сигналы, направленные к сумматору, записываются со знаком плюс (при отсутствии зачерненных секторов в местах их входа); выходящие из сумматора сигналы имеют знак минус. Так, для схемы, представленной на рис. 15.11, в,  $(\dot{U}'_1)_{oc} + \dot{U}'_1 - (\dot{U}'_1)_p = 0$ . Отсюда соотношение (15.6) можно записать в виде

$$(\dot{U}'_1)_{oc} = (\dot{U}'_1)_p - \dot{U}'_1. \quad (15.7)$$

Разделив правую и левую части (15.7) на выходной сигнал  $\dot{U}_2$ , получают

$$(\dot{U}'_1)_{oc} / \dot{U}_2 = (\dot{U}'_1)_p / \dot{U}_2 - \dot{B}_U$$

или

$$1 / (\dot{K}_U)_{oc} = 1 / \dot{K}_U - \dot{B}_U, \quad (15.8)$$

где  $(\dot{K}_U)_{oc}$  — фактический коэффициент усиления системы с ПОС.

Из выражения (15.8) получают

$$(\dot{K}_U)_\infty = \dot{K}_U / (1 - \dot{B}_U \dot{K}_U). \quad (15.9)$$

Для генерирования периодических импульсов необходимо обеспечить в системе (рис. 15.11, б, в) режим, при котором знаменатель (15.9) обратится в нуль. Выполнение этого условия приведет к лавинообразному нарастанию выходного сигнала из-за высокой эффективности канала ПОС. Однако наличие нелинейных эффектов препятствует безграничному росту выходного сигнала, и в системе устанавливается режим автоколебаний выходного напряжения. Таким образом, режиму автоколебаний отвечает условие

$$\dot{B}_U \dot{K}_U = 1, \quad (15.10)$$

т. е. произведение комплексных значений коэффициента усиления  $\dot{K}_U$  и коэффициента передачи  $\dot{B}_U$  имеет действительное значение и равно единице.

Поскольку  $\dot{B}_U$  и  $\dot{K}_U$  — комплексные числа, указанное условие можно представить в виде двух известных соотношений: баланса фаз и баланса амплитуд.

*Баланс фаз*, при котором произведение

$$\dot{B}_U \dot{K}_U = B_U e^{j\varphi_B} K_U e^{j\varphi_K} = B_U K_U e^{j\Delta\varphi}$$

имеет действительное значение при

$$\Delta\varphi = \varphi_B + \varphi_K = \pi n_r, \quad (15.11)$$

где  $n_r$  равно нулю или любому четному числу

Тогда

$$\dot{B}_U \dot{K}_U = B_U K_U e^{j\pi n_r} = B_U K_U.$$

*Баланс амплитуд*, при котором достигается нулевое значение для знаменателя (15.9), имеет вид

$$B_U K_U = 1,$$

откуда

$$B_U = 1/K_U. \quad (15.12)$$

Нетрудно заметить, что выполнение условий баланса фаз и амплитуд приводит к лавинообразному изменению любых приращений выходного сигнала в системе ПОС.

**§ 15.5. ПРИНЦИПЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ БАЛАНСА ФАЗ  
В ТРАНЗИСТОРНЫХ АВТОГЕНЕРАТОРАХ  
ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ. АВТОГЕНЕРАТОРЫ  
LC- И RC-ТИПА**

Автогенераторы гармонических колебаний широко используют в измерительной технике.

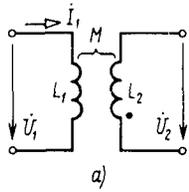
Различают следующие основные типы автогенераторов: низкочастотные (до 100 кГц); высокочастотные (от 100 кГц до 10 МГц); ультравысокочастотные (свыше 10 МГц).

Основными функциональными элементами автогенератора являются активный элемент, выполненный в виде усилительного прибора для обеспечения баланса амплитуд, и фазосдвигающая цепь, обеспечивающая баланс фаз. Простейший автогенератор гармонических колебаний может быть реализован на одностранзисторном усилителе, снабженном цепью ПОС для обеспечения баланса фаз. Как отмечалось (см. гл. 14), при нормальном использовании транзистора фаза выходного сигнала оказывается сдвинутой относительно входного воздействия на  $\pi$ . В то же время баланс фаз (15.11) требует сдвига фаз  $\Delta\varphi = \pi n$ , ( $n = 0, 2, 4, \dots$ ). Поэтому можно получить одностранзисторный автогенератор, если за счет внешней фазосдвигающей цепи обеспечить в нем дополнительный сдвиг фаз выходного сигнала на  $\pi$ .

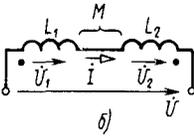
В реальных автогенераторах фазовый сдвиг в каналах обратной связи осуществляют двумя способами: посредством *взаимоиндуктивной (трансформаторной) связи*, реализующей так называемые LC-схемы, и с помощью *резистивно-емкостной связи* в RC-схемах. При этом возможны два вида взаимоиндуктивной связи: с использованием обмоток воздушного трансформатора (рис. 15.12, а) и со встречным включением обмоток в последовательной схеме (рис. 15.12, б). Однако в обоих случаях входное  $\dot{U}_1$  и выходное  $\dot{U}_2$  напряжения в схемах направлены навстречу друг другу, а потому сдвиг фаз  $\varphi = \psi_2 - \psi_1 = \pi$ .

Для реализации резистивно-емкостной связи RC-контур (Г-образную ячейку) питают переменным током (рис. 15.13, а), получая ненулевой сдвиг фаз  $\varphi$  между напряжением  $\dot{U}_R$  и входным сигналом  $\dot{U}_1$ . Полагая  $\dot{U}_R = \dot{U}_2$  и выбирая значение  $X_C = 1/\omega C = \sqrt{3}R$ , получают сдвиг фаз (рис. 15.13, б)  $|\varphi| = \arctg X_C/R = \arctg \sqrt{3} = \pi/3$ . Поэтому для обеспечения требуемого значения  $\varphi = \pi$  используют трехзвеньевую комбинацию Г-образных ячеек, как показано на рис. 15.13, в.

Транзисторные генераторы LC-типа широко применяют в электронных средствах для генерирования синусоидальных сигналов, получаемых за счет использования в цепи ПОС параллельного колебательного контура.

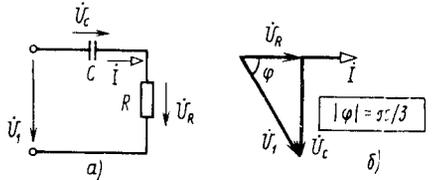


а)



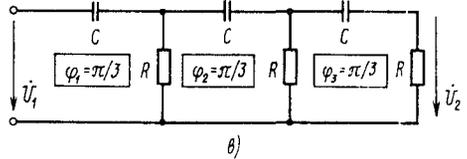
б)

Рис. 15.12. Схемы трансформаторной связи:  
 а — с воздушным трансформатором;  
 б — со встречным включением последовательно соединенных обмоток



а)

б)

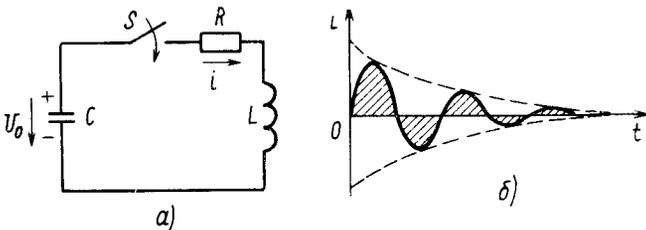


в)

Рис. 15.13. К анализу резистивно-емкостной связи:  
 а — схема Г-образной ячейки; б — векторная диаграмма RC-контура; в — схема трехзвеньевой комбинации Г-образных ячеек

**Роль колебательного контура.** Пусть имеем реальный  $RLC$ -контур с предварительно заряженным до напряжения  $U_0$  конденсатором (рис. 15.14, а). Как известно, электромагнитные процессы в  $RLC$ -контуре описываются дифференциальным уравнением второго порядка. При относительно малом значении резистивного сопротивления, что соответствует колебательным контурам высокой добротности, используемым в генераторах, осциллограмма изменения тока  $i(t)$  имеет почти синусоидальный характер с плавным уменьшением амплитуды колебаний (рис. 15.14, б). Коэффициент затуханий этих колебаний  $\alpha = R/(2L)$ , а частота  $f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC}$ .

Включая колебательный контур в цепь обратной связи транзисторного усилительного каскада и обеспечивая в системе баланс



а)

б)

Рис. 15.14. Схема последовательного контура (а) и временная диаграмма колебаний тока (б)



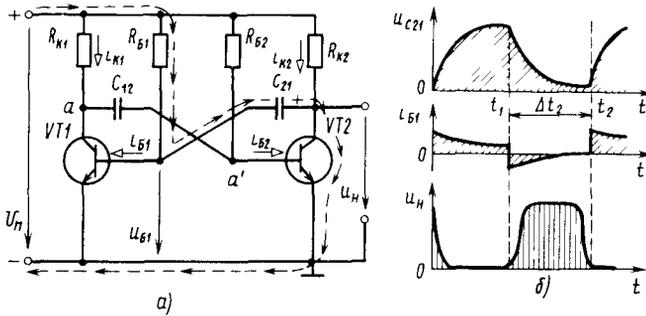


Рис. 15.17. Схемы простейшего мультивибратора на транзисторах (а) и временные диаграммы процессов (б)

**Принцип функционирования** автоколебательных транзисторных мультивибраторов основан на действии каналов перекрестной ПОС, связывающих между собой каскады с транзисторами  $VT1$  и  $VT2$  (рис. 15.17, а). Используя в каналах ПОС реактивные элементы (например, времязадающие конденсаторы  $C_{12}$  и  $C_{21}$ ) и соблюдая в системе условия баланса фаз и амплитуд, можно обеспечить в устройстве автоколебательный режим с периодическим переключением транзисторов для генерирования импульсов  $u_H(t)$ .

Анализ физических процессов в мультивибраторе выполняют на схеме простейшего базового варианта, показанного на рис. 15.17, а. Предполагают устройство симметричным и находящимся в следующем исходном состоянии: транзистор  $VT1$  открыт (в насыщении), а  $VT2$  закрыт (в отсечке). Для удобства состояние насыщения транзистора условно обозначают знаком  $\oplus$ , а отсечки  $\ominus$ , т. е.  $VT1^{\oplus}$  и  $VT2^{\ominus}$ .

**Механизм действия канала ПОС-2** (от транзистора  $VT2$  к  $VT1$ ). Так как в базовую цепь транзистора  $VT1^{\oplus}$  включен конденсатор  $C_{21}$ , то с момента  $t=0$  (рис. 15.17, б) начинается его зарядка (полярность напряжения показана на  $C_{21}$ ) с плавным снижением зарядного, а следовательно, и базового тока  $i_{B1}$ . Это действие механизма ПОС-2 (коллектор  $VT2$  — база  $VT1$ ) приводит к плавному запираанию открытого транзистора  $VT1$ .

**Механизм действия канала ПОС-1** (от транзистора  $VT1$  к  $VT2$ ). В исходном состоянии ( $VT1^{\oplus}$  и  $VT2^{\ominus}$ ) будет проявлять себя воздействие коллекторной цепи  $VT1$  на потенциал базы  $VT2$ , т. е. точки  $a'$ . В момент  $t=0$  низкий потенциал точки  $a'$  открытого транзистора  $VT1^{\oplus}$  способствует принудительному удержанию  $VT2^{\ominus}$  в закрытом состоянии. В то же время по мере плавного запирания  $VT1$  ( $t>0$ ) повышается соответственно потенциал точки  $a$ , способствуя отпиранию транзистора  $VT2$  из-за наличия тока базы  $i_{B2}$ . Следовательно, механизм ПОС-1 способствует принудительному отпиранию транзистора  $VT2$ .

В момент  $t=t_1$  вновь вступает в действие канал ПОС-2 благодаря разрядке конденсатора  $C_{21}$  по выходной цепи открывающегося транзистора  $VT2$  через вход  $VT1$  (путь разрядки показан стрелками). Нетрудно заметить, что действие конденсатора  $C_{21}$  вызовет эффективное запираание транзистора  $VT1$ .

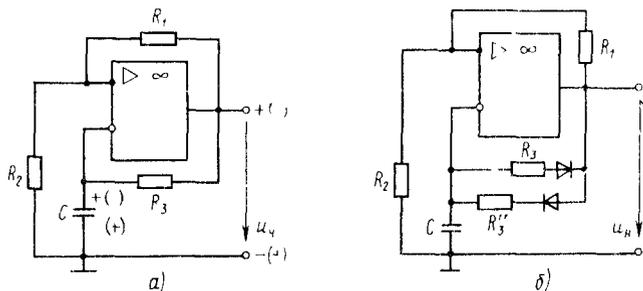


Рис 15.18 Интегральный мультивибратор на операционном усилителе (а) и схема его симметрирования (б)

Между тем с момента  $t=t_1$  по мере запираия транзистора  $VT1$  начнет вновь проявлять себя действие канала ПОС-1, который за счет повышения потенциала точки  $a$  будет ускорять переключение открывающегося транзистора  $VT2$  в состояние насыщения. В результате этого к моменту  $t=t_2$  мультивибратор полностью переключается в новое неустойчивое состояние  $VT1^{\ominus}$  и  $VT2^{\oplus}$  с последующим обратным переключением транзисторов и т. д.

Высокую стабильность генерируемых импульсов обеспечивают интегральные мультивибраторы с применением операционных усилителей. На рис. 15.18, а приведена схема соединений внешних элементов, подключаемых к ОУ для реализации мультивибратора двухполярных прямоугольных импульсов. Входные зажимы ОУ подключают к внутренней диагонали моста, состоящего из трех резисторов  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  и конденсатора  $C$ . Внешняя диагональ моста подключена к выходным зажимам ОУ, а потому находится под действием периодических сигналов переменной полярности. Переключения ОУ наблюдаются при соизмеримости уровней напряжений на его инвертирующем и неинвертирующем входах.

Работа мультивибратора протекает по следующему принципу Пусть на выходе ОУ сформировался сигнал положительной полярности, соответствующий представленному на схеме направлению напряжения  $u_n(t)$ . Этот сигнал вызовет заряд конденсатора  $C$  (полярность напряжения показана на рис. 15.18, а) через резистор  $R_3$ , и положительный потенциал на инвертирующем входе ОУ начнет повышаться. В момент совпадения уровней напряжений на входах ОУ он переключится и полярность выходного напряжения изменится на противоположную (обозначена в круглых скобках). Цепь ПОС, реализуемая резисторами  $R_1$  и  $R_2$ , мгновенно уменьшит потенциал на неинвертирующем входе ОУ. Одновременно начнется перезарядка конденсатора  $C$  на выходную цепь с плавным снижением потенциала на инвертирующем входе. В момент совпадения уровней напряжений на входах ОУ он вновь переключится, и процесс повторится, обеспечивая формирование на выходе двуполярных прямоугольных импульсов  $u_n(t)$ . Схема легко симметрируется, если вместо резистора  $R_3$  использовать диодные звенья с соответствующими значениями резисторов  $R_1$  и  $R_1'$  (рис 15.18, б).

## Контрольные вопросы

1. Чем отличаются непрерывные устройства от дискретных?
2. Поясните термины: квантование по уровню и квантование по времени.
3. Какие особенности характеризуют видео- и радиоп импульсы?
4. Как рассчитывают скважность импульсов?
5. Сопоставьте между собой энергетические показатели непрерывного и импульсного устройств.
6. Укажите основные параметры оценки реального импульса.
7. Дайте понятия режимов насыщения и отсечки транзисторных ключей.
8. Перечислите основные показатели электронных ключей.
9. Поясните передаточную характеристику транзисторного ключа.
10. Перечислите временные показатели динамики электронного ключа.
11. Расскажите о принципе работы простейшего триггера.
12. Расскажите об особенностях работы триггера Шмитта.
13. Обоснуйте условия самовозбуждения автогенератора.
14. Перечислите основные функциональные элементы автогенератора и поясните их роль.
15. Расскажите о способах обеспечения сдвига фаз в автогенераторах.
16. Поясните принцип работы автогенератора с трансформаторной ОС.
17. Расскажите о принципе функционирования автогенератора RC-типа.
18. Обоснуйте принцип работы простейшего мультивибратора.

## ГЛАВА 16

### ОСНОВЫ ЦИФРОВОЙ ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ

#### § 16.1. АНАЛИЗ ЛОГИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

**Общие сведения о цифровых электронных устройствах.** Цифровые устройства широко используются в различных областях техники в связи с тем, что они обладают высокими эффективностью и помехозащищенностью, а их элементы могут быть реализованы средствами микроэлектроники. Эти устройства предназначены для обработки цифровой информации, представляемой в двоичной форме. В этом случае цифровой сигнал может принимать только два значения: логические (0) и единица (1).

Понятия 1 и 0 являются условными, поскольку они отражают два состояния цифровых систем: «включено» и «выключено». При этом, если 1 представляется высоким потенциалом, а 0 — низким, то имеют *положительную потенциальную логику*. Соответственно при представлении 1 низким потенциалом, а 0 высоким получают *отрицательную потенциальную логику*. Потенциальная логика широко применяется в интегральной микроэлектронике, поскольку при ее реализации можно избежать использования трансформаторов, конденсаторов и других устройств, трудно изготавливаемых средствами микроэлектронной технологии.

Преобразование информации в цифровых устройствах осуществляется логическими или запоминающими элементами.

*Логический элемент* — компонент цифрового устройства, выполняющий одну или несколько простейших логических операций.

В общем случае логический элемент может иметь  $n$  входов и  $m$  выходов. Для удобства и единообразного их описания сигналы на входе обозначают буквой  $x$ , а на выходе — буквой  $y$ , снабжая их соответствующими индексами, т. е.  $x_1, x_2, \dots, x_n$  и  $y_1, y_2, \dots, y_m$ .

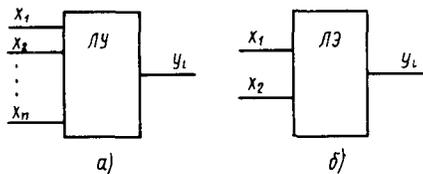


Рис. 16.1. Логическое устройство с  $n$  входами (а) и логический элемент с двумя входами (б)

**Запоминающий элемент** — компонент цифрового устройства, обладающий способностью сохранять свое состояние при отсутствии сигнала на входе. В качестве такого элемента служит триггер.

Различают два типа цифровых устройств: комбинационные (однотактные) и последовательностные (многотактные), которые часто называют конечными автоматами.

**Комбинационными** называют цифровые устройства, в которых значения выходных сигналов определяются заданным в данный момент времени сочетанием входных воздействий. Нетрудно заметить, что в комбинационных логических устройствах отсутствуют запоминающие элементы.

**Последовательностными** называют устройства, в которых выходные сигналы зависят не только от входных воздействий в заданный момент времени, но и от их предыдущих значений. Последовательностные устройства поэтому в отличие от комбинационных содержат запоминающие элементы. Исследования последовательностных устройств — задача, существенно более сложная, чем комбинационных.

**Анализ логических устройств** проводят рассматривая входные сигналы  $x_1, x_2, \dots, x_n$  в качестве аргументов и представляя соответствующие выходные сигналы логического устройства (ЛУ) в виде функции  $y_i$ , как показано на рис. 16.1, а. В этом случае аналитическое соотношение

$$y_i = f_i(x_1, x_2, \dots, x_n)$$

устанавливает в явном виде соответствие между значением функции и всевозможными значениями комбинаций аргументов. Нетрудно заметить, что для  $n$  бинарных (принимающих только два значения) аргументов возможное число комбинаций типа «0», «1»

$$B_n = 2^n. \quad (16.1)$$

Например, при  $n=2$  имеем четыре следующие комбинации из двух элементов: 00; 01; 10; 11. При  $n=3$  имеем восемь комбинаций из трех элементов: 000; 001; 010; 100; 011; 101; 110; 111. Тогда для рассматриваемого устройства с одним бинарным выходом (см. рис.

16.1, а) общее число различных логических функций (вариантов) составляет

$$i_{[n]} = 2^{2^n}.$$

На практике для упрощения процедуры анализа сложных ЛУ их представляют в виде комбинации простейших логических элементов (ЛЭ) (рис. 16.1, б) по аналогии с элементарными звеньями в структурных схемах автоматики. Как видно, для ЛЭ с двумя входными сигналами  $x_1$  и  $x_2$  и одним выходом  $y$ ,

$$i_{[2]} = 2^{2^2} = 16. \quad (16.2)$$

В табл. 16.1 представлены все возможные варианты логических функций для случая (16.2).

Таблица 16.1

Варианты функций  $y$ , для простейшего логического элемента

Комбинация	$y_1$	$y_2$	$y_3$	$y_4$	$y_5$	$y_6$	$y_7$	$y_8$	$y_9$	$y_{10}$	$y_{11}$	$y_{12}$	$y_{13}$	$y_{14}$	$y_{15}$	$y_{16}$
00	1	0	1	1	1	1	0	0	1	1	0	1	0	0	0	0
01	1	1	0	1	1	1	1	0	0	0	1	0	1	0	0	0
10	1	1	1	0	1	0	1	1	0	1	0	0	0	1	0	0
11	1	1	1	1	0	0	0	1	1	0	1	0	0	0	1	0

В случае представления ЛУ в виде комбинации ЛЭ каждому элементу приписывают одну определенную операцию над входными комбинациями  $x_1, x_2, \dots, x_n$ , соответствующую, например, одному из столбцов табл. 16.1 для простейшего случая функции двух переменных  $x_1, x_2$ .

## § 16.2. РАЗЛИЧНЫЕ СИСТЕМЫ СЧИСЛЕНИЯ И ИХ ОСОБЕННОСТИ. МЕРЫ ОЦЕНКИ ИНФОРМАЦИИ В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ

В цифровых системах, как отмечалось, информация представляется в двоичном (бинарном) коде, состоящем из двух символов: логического «0» и логической «1». Наличие двух символов определяет применение в цифровых устройствах *двоичной системы счисления*.

Системы счисления, в которых значение каждой цифры определяется не только символом, но и разрядом (позицией в числе  $N$ ), называют *позиционными*. Нетрудно заметить, что римская система счисления является *непозиционной*.

Как известно, любое число  $N$  в позиционной системе счисления с основанием  $q$  можно представить в виде полинома



В цифровых вычислительных системах используют также комбинированную, *десятично-двоичную*, систему счисления, облегчающую запись больших чисел с применением двоичного кода. В этом случае каждый разряд десятичного числа записывают двоичным кодом, используя для этого соответствующие тетрады, т. е. четырехразрядные двоичные элементы (числа 8 и 9 иначе представить нельзя). Например, число  $197_{(10)}$  в десятично-двоичной системе имеет вид

$$197_{(10)} = \underbrace{0001}_1 \underbrace{1001}_9 \underbrace{0111}_7. \quad (16.5)$$

Недостатком рассматриваемой системы является ее избыточность для чисел 7 и менее (недоиспользуются многие двоичные разряды). Для устранения этого недостатка в ЭВМ применяют *восьмеричную систему счисления* ( $q=8$ ), которую можно затем записать в двоичном коде (16.5) с использованием для каждой цифры только трех разрядов — триад.

Восьмеричное число в соответствии с (16.3) представляют в виде

$$N_{(8)} = a_m 8^m + a_{m-1} 8^{m-1} + \dots + a_1 8^1 + a_0 8^0.$$

Так, анализируемое ранее число  $197_{(10)}$  в восьмеричной системе имеет вид

$$197_{(10)} = 3 \cdot 8^2 + 0 \cdot 8^1 + 5 \cdot 8^0 = 305_{(8)}. \quad (16.6)$$

Важнейшее свойство восьмеричной системы состоит в следующем: при записи каждого из разрядов восьмеричной системы триадой двоичного кода полученное выражение представляется непосредственно в двоичной системе счисления.

Восьмеричные системы служат в ЭВМ для кодирования адресов и команд. Для этого сначала составляют в восьмеричной системе соответствующую программу, а затем переводят ее в двоичную систему, которую и вводят в вычислительную машину.

Еще более удобна *шестнадцатеричная (цифро-буквенная) система счисления*, которая образуется из десяти цифровых (0, 1, ..., 9) и шести буквенных (A, B, ..., F) символов. При этом буквы A, B, ..., F изображают соответственно числа 10, 11, ..., 15. Например, число  $B7E_{(16)}$  означает

$$N_{(16)} = B7E_{(16)} = \underbrace{11 \ 16^2}_{2816} + \underbrace{7 \cdot 16^1}_{112} + \underbrace{14 \ 16^0}_{14} = 2942_{(10)}.$$

Заметим, что при записи каждого из разрядов шестнадцатеричного числа *тетрадами двоичного кода* получают значение этого числа в двоичной системе счисления.

Для удобства сопоставления рассматриваемых систем счисления в табл. 16.2 приведены первые 22 числа натурального ряда чисел.

Натуральный ряд чисел в различных системах счисления

Десятичная	16-ричная	8-ричная	Двоичная	Десятичная	16-ричная	8-ричная	Двоичная
0	0	0	0	11	<i>B</i>	13	1011
1	1	1	1	12	<i>C</i>	14	1100
2	2	2	10	13	<i>D</i>	15	1101
3	3	3	11	14	<i>E</i>	16	1110
4	4	4	100	15	<i>F</i>	17	1111
5	5	5	101	16	10	20	10000
6	6	6	110	17	11	21	10001
7	7	7	111	18	12	22	10010
8	8	10	1000	19	13	23	10011
9	9	11	1001	20	14	24	10100
10	<i>A</i>	12	1010	21	15	25	10101

**Меры оценки информации в цифровых системах.** Пусть передача информации обеспечивается посредством алфавита, составленного из  $n$  символов, каждый из которых имеет равную вероятность появления. Согласно теории передачи информации, максимальное количество информации  $I_I$ , передаваемое одним символом алфавита, равно двоичному логарифму из числа  $n$ , т. е.

$$I_I = \log_2 n.$$

Величину  $I_I$  измеряют в единицах информации — битах (от англ. binary digit — двоичная цифра). Действительно, при двоичном алфавите ( $n=2$ )

$$I_I = \log_2 2 = 1 \text{ бит.}$$

Таким образом, *мера информации 1 бит* выражает такое ее количество, которое может передать один символ (цифра) двоичного алфавита.

В цифровой электронике это понятие распространяют на двоичные системы с любым числом разрядов, полагая при этом информационную емкость каждого разряда равной одному биту.

В большинстве ЭВМ число разрядов в группе цифровых символов, несущих некоторую порцию информации (так называемое «машинное слово»), кратно 8. Поэтому информационная емкость машинного слова кратна 8 бит. Единицу количества информации достоинством 8 бит именуют *байтом* (от англ. byte — слог), т. е. 1 байт = 8 бит. Единицы измерения байт и особенно килобайт (кбайт) находят широкое применение при оценке информационных показателей ЭВМ (объема памяти и т. п.).

Следует отметить, что под приставкой «кило» в цифровой технике понимают увеличение не в 1000 раз, а в 1024 — число, которое представляет собой десятичную степень числа 2.

Так:

$$\begin{aligned} 1 \text{ Кбайт} &= 2^{10} \text{ байт} = 1024 \text{ байт}; \\ 1 \text{ Мбайт} &= 2^{20} \text{ байт} = 1\,048\,576 \text{ байт}. \end{aligned}$$

### § 16.3. ЛОГИЧЕСКИЕ ОПЕРАЦИИ И СПОСОБЫ ИХ АППАРАТУРНОЙ РЕАЛИЗАЦИИ

Алгебра логики, разработанная в середине прошлого века ирландским математиком Д. Булем, является научной основой работы цифровых устройств. В ней действуют принципы (правила), схожие с обычной алгеброй, но буквами (символами) обозначаются не числа, а высказывания. В алгебре Буля переменные принимают только два дискретных значения: логическая 1 приписывается истинному высказыванию и логический 0 — ложному (неистинному). Аппарат алгебры логики используют как для анализа, так и проектирования (синтеза) логических устройств любой сложности в системах цифровой обработки информации. В этом случае можно проводить все исследования строго математически.

**Основные логические операции** включают следующие элементарные преобразования двоичных сигналов.

1. *Логическое сложение, или дизъюнкция* (от англ. disjunction — разъединение), обозначаемое символом  $\vee$  и называемое также операцией ИЛИ. Эта операция описывается для простейшей функции двух переменных  $x_1$  и  $x_2$  (см. рис. 16.1, б) в виде логической формулы

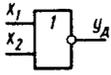
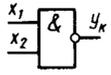
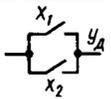
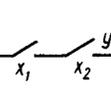
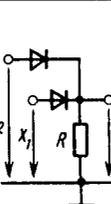
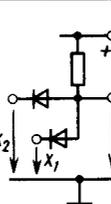
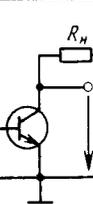
$$y_d = x_1 \vee x_2. \quad (16.7)$$

Соотношение (16.7) означает, что функция  $y_d$  равна 1, если хотя бы один из аргументов ( $x_1$  или  $x_2$ ) равен 1.

Условное обозначение, таблица истинности и другие показатели этой логической функции приведены в табл. 16.3.

Заметим, что *таблицей истинности* называют функциональную взаимосвязь значений выходной величины  $y$ , логического устройства с каждой из возможных  $i$ -х комбинаций входных переменных  $x_1, x_2, \dots, x_n$ , представленных в табличной форме. Как отмечалось [см. (16.1)], для функции  $n$  переменных число таких комбинаций  $B_n = 2^n$ . В простейшем случае двух переменных  $x_1$  и  $x_2$  таблица истинности (см. пятую строку второго и третьего столбцов табл. 16.3) насчитывает  $B_n = 2^2 = 4$  комбинации этих переменных.

Сопоставляя табл. 16.1 и 16.3, можно отметить, что столбец  $y_2$  в табл. 16.1 соответствует операции логического сложения. На-

Наименование формы	Вид логической операции																																						
	Дизъюнкция		Конъюнкция	Инверсия																																			
Символическая	$\vee$	$+$	$\wedge$	$\bar{x}$																																			
Буквенная	ИЛИ		И	НЕ																																			
Условная																																							
Аналитическая	$Y_D = x_1 \vee x_2$		$Y_K = x_1 \wedge x_2$	$Y_{\text{И}} = \bar{x}$																																			
Табличная (истинности)	<table border="1" data-bbox="360 529 471 650"> <tr><td><math>x_1</math></td><td><math>x_2</math></td><td><math>Y_D</math></td></tr> <tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>0</td><td>1</td><td>1</td></tr> <tr><td>1</td><td>0</td><td>1</td></tr> <tr><td>1</td><td>1</td><td>1</td></tr> </table>	$x_1$	$x_2$	$Y_D$	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1	<table border="1" data-bbox="543 529 654 650"> <tr><td><math>x_1</math></td><td><math>x_2</math></td><td><math>Y_K</math></td></tr> <tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>0</td><td>1</td><td>0</td></tr> <tr><td>1</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>1</td><td>1</td><td>1</td></tr> </table>	$x_1$	$x_2$	$Y_K$	0	0	0	0	1	0	1	0	0	1	1	1	<table border="1" data-bbox="740 529 833 650"> <tr><td><math>x</math></td><td><math>Y_{\text{И}}</math></td></tr> <tr><td>0</td><td>1</td></tr> <tr><td>1</td><td>0</td></tr> </table>	$x$	$Y_{\text{И}}$	0	1	1	0
$x_1$	$x_2$	$Y_D$																																					
0	0	0																																					
0	1	1																																					
1	0	1																																					
1	1	1																																					
$x_1$	$x_2$	$Y_K$																																					
0	0	0																																					
0	1	0																																					
1	0	0																																					
1	1	1																																					
$x$	$Y_{\text{И}}$																																						
0	1																																						
1	0																																						
Контактная																																							
Электронная																																							

и более просто эту операцию можно реализовать с помощью контактной цепи с двумя параллельно включенными контактами (рис. 2 в табл. 16.3). Сигнал  $y_d$  на выходе такой цепи появится только в том случае, если хотя бы один из контактов замкнут.

В цифровой электронике операцию логического сложения легко реализуют с помощью двух диодов (с независимыми входами), работающих на одно нагрузочное устройство сопротивлением  $R$ . Принципиальная схема такой электронной цепи приведена на рис. 3 табл. 16.3. Как видно из рис. 3, сигнал на выходе цепи, соответствующий логической 1, имеет место только в том случае, если на

входе хотя бы одного из диодов также действует сигнал, соответствующий логической 1. Этот сигнал открывает диод, в результате чего в нагрузочном устройстве появляется ток, обеспечивающий соответствующее логической 1 выходное напряжение цепи.

2. *Логическое умножение, или конъюнкция* (от англ. conjunction — соединение), обозначаемое символом  $\wedge$  и называемое операцией И. Условное обозначение & конъюнкции на логических схемах (см. рис. 4 табл. 16.3) именуется *амперсэндом*. Для удобства записи сложных логических функций символ конъюнкции можно условно отождествлять со знаком обычного умножения. Для функции двух переменных имеем

$$y_x = x_1 \wedge x_2. \quad (16.8)$$

Соотношение (16.8) показывает, что  $y_x = 1$  только в том случае, когда каждый из аргументов ( $x_1$  и  $x_2$ ) равен 1.

Условное обозначение и другие показатели функции  $y_x$  представлены в табл. 16.3. Вновь анализируя табл. 16.1, отметим, что столбец  $y_{15}$  отвечает операции логического умножения. Эта операция может быть реализована контактной цепью, принципиальная схема которой приведена на рис. 5 (табл. 16.3), а принципиальная схема электрической цепи, действие которой аналогично контактной, показана на рис. 6. Сигнал на выходе электронной цепи, равный примерно  $U_n$ , что соответствует  $y_n = 1$ , можно получить только в том случае, если оба диода заперты, т. е. на их катоды подан высокий потенциал (по отношению к аноду), соответствующий входным сигналам  $x_1 = 1$  и  $x_2 = 1$ .

3. *Логическое отрицание, или инверсия*, обозначаемое черточкой над переменной и называемое операцией НЕ. Эта операция записывается

$$y_x = \bar{x}. \quad (16.9)$$

Как видно, операция инверсии выполняется над одной переменной  $x$  и значение  $y_x$  всегда противоположно значению этой переменной. Условное обозначение и другие показатели функции  $y_x$  приведены в последнем столбце табл. 16.3.

Реализация логической операции НЕ может быть также осуществлена контактной цепью, но (в отличие от цепей, рассмотренных на рис. 2 и 5) с помощью нормально замкнутых контактов электромагнитного реле (рис. 8). Отсутствие напряжения на обмотке реле ( $x=0$ ) предполагает замыкание цепи и появление сигнала на ее выходе, соответствующего логической 1 ( $y_n = 1$ ). При наличии напряжения (логической 1) на обмотке реле ( $x=1$ ) цепь разомкнута и сигнал на выходе цепи отсутствует ( $y_n = 1$ ).

Логическая операция инверсии сравнительно легко реализуется в электронике цепью простейшего усилителя при включении транзистора в схему ОЭ (рис. 9 табл. 16.3), которая, как отмечалось в гл. 12, обладает инвертирующим свойством. Действительно, когда транзистор работает в режиме насыщения (при входном напряжении, соответствующем логической 1), выходной сигнал  $y_n = U_{кз} \approx 0$ . Когда же транзистор заперт (при отсутствии входного сигнала:  $x = 0$ ),  $y_n = U_{кз} \approx U_n$ , что соответствует логической 1.

Сопоставляя таблицы истинности для операций дизъюнкции и конъюнкции (см. табл. 16.3), можно обосновать следующие соотношения алгебры Буля, имеющие большое практическое значение.

*Принцип дуальности*, который удобно выразить в виде двух положений:

$$\text{если } x_1 \vee x_2 = y_n, \text{ то } \bar{x}_1 \wedge \bar{x}_2 = \bar{y}_n; \quad (16.10)$$

$$\text{если } x_1 \wedge x_2 = y_n, \text{ то } \bar{x}_1 \vee \bar{x}_2 = \bar{y}_n. \quad (16.11)$$

*Правило де Моргана* вытекает как следствие принципа дуальности и формулируется в виде двух логических соотношений:

$$\left. \begin{aligned} \overline{x_1 \vee x_2} &= \bar{x}_1 \wedge \bar{x}_2, \\ \overline{x_1 \wedge x_2} &= \bar{x}_1 \vee \bar{x}_2. \end{aligned} \right\} \quad (16.12)$$

Приведенные выражения (16.10)—(16.12) можно легко обобщить для  $n$  входных сигналов  $x_1, x_2, \dots, x_n$ . Их широко используют для преобразования сложных логических функций к более простому виду (минимизации функции) при проектировании (синтезе) логических устройств цифровой электроники.

Основными логическими элементами, которые нашли широкое применение в различных логических устройствах, являются *универсальные (базовые) логические элементы*: И—НЕ и ИЛИ—НЕ. Каждый из них способен самостоятельно образовать *функционально полный набор*, т. е. позволяет реализовывать любые логические функции (преобразования) комбинационной логики. Как известно, при использовании только одного базового элемента наблюдается заметное усложнение проектируемых логических устройств. Однако в интегральной технологии удобство изготовления одного базового элемента оказывается решающим. Поэтому универсальные логические элементы составляют основу большинства логических устройств.

**Универсальные логические операции**, реализуемые базовыми элементами, включают две следующие разновидности (для удобства сохраним имеющийся порядок нумерации операций).

4. *Функция Шеффера*, обозначаемая символически вертикальной чертой | (штрих Шеффера), отображает операцию И—НЕ. Этой операции соответствует столбец  $y_3$  в табл. 16.1. Для простейшей функции двух переменных  $x_1$  и  $x_2$  получают

$$x_1 | x_2 = \overline{x_1 \wedge x_2} = y_3. \quad (16.13)$$

Формула (16.13) указывает на то, что функция  $y_{ш}=0$  тогда и только тогда, когда  $x_1=x_2=1$ .

5. *Функция Пирса*, обозначаемая символически вертикальной стрелкой  $\downarrow$  (стрелка Пирса), выражает операцию ИЛИ—НЕ. Этой операции соответствует столбец  $y_{12}$  в табл. 16.1. Соотношение для функции двух переменных  $x_1$  и  $x_2$  записывают в виде:

$$x_1 \downarrow x_2 = \overline{x_1 \vee x_2} = y_n. \quad (16.14)$$

Соотношение (16.14) означает, что  $y_n=1$  тогда и только тогда, когда  $x_1=x_2=0$ .

Важнейшие показатели универсальных логических операций представлены в табл. 16.4.

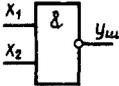
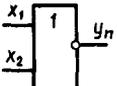
Реализацию операций И—НЕ и ИЛИ—НЕ не представляет труда осуществить также в контактной цепи, применяя для этой цели электромагнитные реле с нормально замкнутыми (в отсутствие сигнала на входе управления реле, соответствующее отсутствию напряжения на его обмотке) контактами. Для реализации операции И—НЕ электромагнитные реле включают в цепь параллельно (рис. 2, табл. 16.4), а в случае операции ИЛИ—НЕ — последовательно. Электронная (схемотехническая) реализация этих операций рассмотрена в § 16.7 (см. рис. 16.5).

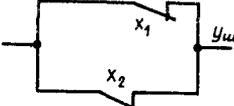
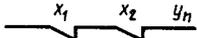
#### § 16.4. СВЕДЕНИЯ ОБ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ЛОГИЧЕСКИХ МИКРОСХЕМАХ

Комбинационные устройства в виде интегральных микросхем широко используют в цифровой электронике в качестве сумматоров, шифраторов, дешифраторов, мультиплексоров, демультиплексоров, компараторов (устройств сравнения) и т. п.

Таблица 16.4

Формы отображения универсальных логических операций

Наименование формы	Вид логической операции	
	Функция Шеффера	Функция Пирса
Символическая		$\downarrow$
Буквенная	И—НЕ	ИЛИ—НЕ
Условная		

Аналитическая	$y_{\text{И}} = x_1 \mid x_2$	$y_{\text{ИЛИ}} = x_1 \downarrow x_2$																														
Табличная (истинности)	<table border="1"> <tr><td><math>x_1</math></td><td><math>x_2</math></td><td><math>y_{\text{И}}</math></td></tr> <tr><td>0</td><td>0</td><td>1</td></tr> <tr><td>0</td><td>1</td><td>1</td></tr> <tr><td>1</td><td>0</td><td>1</td></tr> <tr><td>1</td><td>1</td><td>0</td></tr> </table>	$x_1$	$x_2$	$y_{\text{И}}$	0	0	1	0	1	1	1	0	1	1	1	0	<table border="1"> <tr><td><math>x_1</math></td><td><math>x_2</math></td><td><math>y_{\text{ИЛИ}}</math></td></tr> <tr><td>0</td><td>0</td><td>1</td></tr> <tr><td>0</td><td>1</td><td>0</td></tr> <tr><td>1</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>1</td><td>1</td><td>0</td></tr> </table>	$x_1$	$x_2$	$y_{\text{ИЛИ}}$	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	1	0
	$x_1$	$x_2$	$y_{\text{И}}$																													
0	0	1																														
0	1	1																														
1	0	1																														
1	1	0																														
$x_1$	$x_2$	$y_{\text{ИЛИ}}$																														
0	0	1																														
0	1	0																														
1	0	0																														
1	1	0																														
Контактная																																

Схемотехника логических микросхем основывается на преимущественном применении логических элементов универсального типа: И—НЕ и ИЛИ—НЕ. В качестве примера на рис. 16.2 показаны типичные для отечественной микроэлектроники функциональные схемы элементарных логических операций И, ИЛИ и НЕ (рис. 16.2, а, б, в), реализуемые на базовом элементе И—НЕ. По аналогичной методике можно выполнить указанные операции и на базовом элементе ИЛИ—НЕ.

Функциональная полнота базовых элементов позволяет в микросхемах одной серии реализовать логические устройства самого различного применения. Например, логические микросхемы серии 155 с базовым элементом И—НЕ насчитывают многие десятки наименований.

Параметры логических микросхем регламентируются ГОСТ 18683—73 и включают большое число показателей, основными из которых являются следующие:

*уровни напряжений*, обеспечивающие значения логических 0 и 1. Эти напряжения, обозначаемые соответственно  $U^0$  и  $U^1$ , должны существенно различаться для предотвращения ложных переключений; *помехоустойчивость*, оцениваемая наибольшим значением напряжения помехи  $U_{\text{пом макс}}$ , при котором не происходит изменений на выходе (ложных срабатываний);

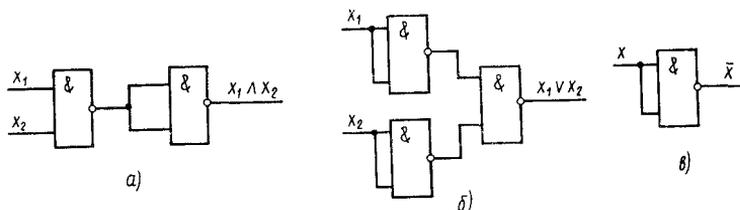


Рис. 16.2. Реализация логических операций И (а), ИЛИ (б), НЕ (в) на элементах И—НЕ

потребляемый ток  $I_{\text{ит}}$  (мощность  $P_{\text{ит}}$ );

время задержки  $t_z$  при переключениях логического устройства из одного состояния в другое, обуславливающее его быстродействие.

### § 16.5. СХЕМОТЕХНИЧЕСКИЕ И КОНСТРУКТИВНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ОСОБЕННОСТИ ЛОГИЧЕСКИХ МИКРОСХЕМ РАЗЛИЧНЫХ СЕРИЙ

В цифровой электронике наибольшее распространение получили потенциальные логические элементы, управляемые сигналами двух уровней ( $U^0$  и  $U^1$ ). Эти элементы обладают достаточной надежностью, высокой помехоустойчивостью и хорошо приспособлены для изготовления способами интегральной технологии. Базовый логический элемент (например, И—НЕ) состоит в этом случае из двух компонентов: элемента, реализующего логическое умножение (схемы совпадения), и потенциального инвертора. При этом предусматривается возможность подключения к инвертору нескольких схем совпадения для реализации функции ИЛИ. Дополнительные электроды, предназначенные для подключения к логическому элементу других однотипных устройств, называют в логике *расширительными*.

В зависимости от схемотехнических и конструктивно-технологических особенностей микросхем различают следующие их типы.

1. *Транзисторно-транзисторная логика (ТТЛ) универсального типа* (рис. 16.3) основана на использовании многоэмиттерного интегрального транзистора  $VT1$ , который допускает раздельное управление общей для всех эмиттеров коллекторной цепью. Если на все эмиттеры прибора подавать сигналы, соответствующие логической 1, то коллекторный переход транзистора  $VT1$  оказывается смещенным в прямом направлении и на выходе инвертора, выполненного на транзисторе  $VT2$ , получают 0. Наоборот, при подаче хотя бы на один эмиттер 0 наблюдается насыщение многоэмиттерного тран-

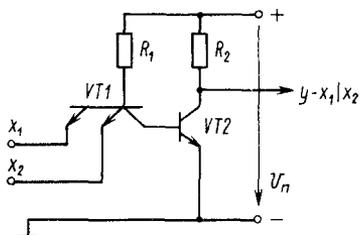


Рис. 16.3. Упрощенная принципиальная электрическая схема базового логического элемента 2И—НЕ серии ТТЛ

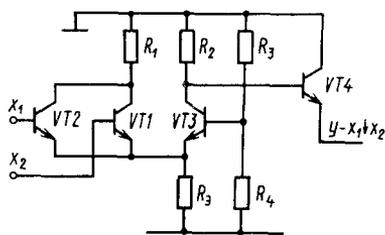


Рис. 16.4. Упрощенная принципиальная электрическая схема базового логического элемента 2ИЛИ—НЕ серии ЭСЛ

зистора  $VT1$  и на выходе инвертора формируется 1. Таким образом, микросхемы ТТЛ реализуют положительную потенциальную логику, при которой нулевой уровень обеспечивается напряжением  $U^0 \leq 0,4$  В, а единичный  $U^1 \geq 2,4$  В.

Удовлетворительное быстродействие, высокая помехоустойчивость и принципиальная совместимость с микросхемами большинства типов (табл. 16.5) являются достоинствами ТТЛ. Однако значительная потребляемая мощность и малая критичность к перегрузкам требуют применения для питания таких микросхем относительно мощных и стабилизированных источников.

Таблица 16.5

Основные показатели некоторых логических микросхем

Обозначение и размерность показателя	Наименование серии и тип логики			
	155	530	500	176
	ТТЛ	ТТЛШ	ЭСЛ	КМОП
$U^0$ , В	0,4	0,5	-0,98	0,3
$U^1$ , В	2,4	2,7	-1,63	8,2
$U_{\text{ном макс}}$ , В	0,4	0,5	—	0,9
$I_{\text{ит}}$ , мКА	$5 \cdot 10^3$	$4 \cdot 10^3$	$2,5 \cdot 10^4$	0,1
$t_3$ , нс	15	5	3	200,0
$U_{\text{ц}}$ , В	$5 \pm 5\%$	$5 \pm 5\%$	$-5 \pm 5\%$	$9 \pm 5\%$

2. *Транзисторно-транзисторная логика с диодами Шотки* (ТТЛШ) может быть отнесена к разновидности ТТЛ. Здесь для повышения быстродействия транзисторы используют в ненасыщенном режиме, для чего их коллекторные переходы шунтируют диодами Шотки. В импульсном режиме эти диоды открываются раньше коллекторных  $p$ - $n$ -переходов, существенно ускоряя процессы рассасывания неосновных носителей. Этим и обеспечивается значительно большее быстродействие микросхем с ТТЛШ по сравнению с ТТЛ (см. табл. 16.5).

3. *Эмиттерно-связанная логика (ЭСЛ)*, основанная на применении переключателя тока на транзисторах  $VT1$ ,  $VT2$ ,  $VT3$  (рис. 16.4), относится к типу сверхскоростной. Высокое быстродействие микросхемы (малое время задержки распространения  $t_3$ ) достигается использованием ненасыщенного режима работы транзисторов, снижением разности уровней напряжений  $U^1$  и  $U^0$  (логического перепада  $U_{\text{д}} = U^1 - U^0$ ) и применением на выходе эмиттерного повторителя (транзистор  $VT4$ ), ускоряющего процессы переключения. Несмотря на отрицательную полярность напряжения питания, в элементе реализуется положительная логика. Недостатками микросхем ЭСЛ

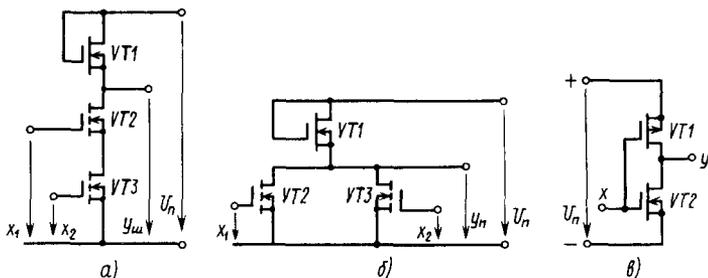


Рис. 16.5. Схемы включения полевых транзисторов в НСТЛ логике на  $n$ -канальных приборах при реализации логических операций И—НЕ (а) и ИЛИ—НЕ (б) и на комплементарных приборах при реализации логической операции НЕ (в)

являются меньшая в сравнении с ТТЛ-схемами помехозащищенность и большая потребляемая мощность (см. табл. 16.5).

4. Транзисторная логика с непосредственной связью (НСТЛ), реализуемая на полевых транзисторах двух типов: металл—оксид—полупроводник (МОП) или металл—нитридоксид—полупроводник (МНОП), — является экономичной. В зависимости от типа полевых транзисторов, используемых в микросхемах этой логики, различают три их разновидности:  $p$ -МОП — на  $p$ -канальных приборах;  $n$ -МОП — на  $n$ -канальных транзисторах; КМОП — на комплементарных структурах, состоящих из попарно включенных идентичных транзисторов с различными ( $p$  и  $n$ ) проводимостями каналов.

Микросхемы этой логики, как правило, реализуют логические операции И—НЕ и ИЛИ—НЕ аналогично рассмотренным в § 16.5 контактными цепям (см. табл. 16.4). Так, для реализации логической операции И—НЕ в усилительной цепи последовательно включаются три полевых транзистора (рис. 16.5, а). При этом один из них (в данном случае  $VT1$ ) используется в качестве токозадающего элемента, выполняющего роль нагрузочного резистора с сопротивлением  $R_C$  (рис. 13.9, а) в цепи стока транзистора  $VT2$ . Для появления на выходе сигнала низкого уровня, соответствующего логическому нулю ( $y_{ш} = 0$ ), необходимо, чтобы оба транзистора  $VT2$  и  $VT3$  были открыты, т. е. на затворы этих транзисторов должен быть подан сигнал высокого уровня, соответствующего логической 1 ( $x_1 = 1$ ,  $x_2 = 1$ ). Если хотя бы один из транзисторов ( $VT2$  или  $VT3$ ) заперт, что соответствует сигналу низкого уровня (логическому 0) на его входе (затворе), значение выходного сигнала усилительной цепи будет близко  $U_{п}$  (логической 1), т. е.  $y_{ш} = 1$ .

Для реализации логической операции ИЛИ—НЕ токозадающий транзистор  $VT1$  включают последовательно с двумя параллельно соединенными транзисторами  $VT2$  и  $VT3$  (рис. 16.5, б). Если хотя бы один из транзисторов  $VT2$  или  $VT3$  открыт, что соответствует наличию на его входе (затворе) сигнала высокого уровня (логической 1), то выходной сигнал будет низкого уровня (логический 0). Значение его примерно равно напряжению  $U_{си}$  открытого транзистора, работающего в режиме насыщения.

В случае применения полевых транзисторов с каналами различного типа (рис. 16.5, в) при подаче на вход (затвор) сигнала, соответствующего логическим 0 или 1, будет открыт только один из транзисторов, что значительно снижает потребляемую цепью мощность. Из сравнения усилительных цепей, приведенных на рис. 16.5, в и рис. 9 в табл. 16.3, очевидна их аналогия в электронной реализации логической операции НЕ.

Микросхемы на МОП-структурах, особенно типа КМОП, отличаются конструктивной простотой исполнения (например, схемы инверторов, приведенные на рис. 16.5), высокой помехоустойчивостью и чрезвычайно малой потребляемой мощностью.

5. *Интегрально-инжекционная логика (И<sup>2</sup>Л)* относится к типу биполярной, так как в ней используются многоколлекторные биполярные транзисторы ( $VT2$ ) (рис. 16.6), которые в этом случае имеют большую плотность монтажа, малую потребляемую мощность и т. п. Вместе с тем в И<sup>2</sup>Л удастся сохранить высокое быстродействие биполярных транзисторов при малых мощностях рассеяния. Схемотехнические принципы, положенные в основу разработки микросхем на И<sup>2</sup>Л, приводят к следующим результатам: исключение резисторов позволяет снизить потребляемую мощность; применение специальных инжектирующих устройств (дополнительных  $p$ - $n$ - $p$ -транзисторов —  $VT1$ ), используемых в режиме генераторов тока, обеспечивает высокое быстродействие (исключение накоплений заряда, уменьшение паразитных емкостей); размещение логических элементов вдоль инжекционных шин упрощает топологию микросхем. К отличительным особенностям микросхем на И<sup>2</sup>Л следует отнести питание от источника тока  $I_n$  и возможность объединения в одном кристалле аналоговой и цифровой интегральных схем.

Для конкретизации схемотехнических и технологических особенностей логических микросхем, применяемых в современных электронных устройствах, в табл. 16.6 приведены их усредненные показатели.

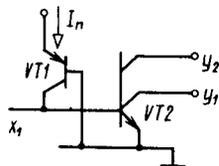


Рис. 16.6. Принципиальная электрическая схема элемента И<sup>2</sup>Л

Усредненные показатели для микросхем  
с различными технологиями изготовления

Наименование показателя	Вид технологии					
	ТГЛШ	p-МОП	n-МОП	КМОП	ЭСЛ	И <sup>2</sup> Л
Время переключения, нс	5	100	50	30	0,15	20
Мощность рассеяния одного элемента (вентиля), МВт	10	2,5	0,35	0,001	10	0,1
Поверхностная плотность упаковки, шт/мм <sup>2</sup>	30	150	250	100	20	150
Напряжение питания, В	5	24	±5	5	5,2	1,2
Логический размах сигнала, В	2...3,4	5...9	2...3,4	2,4...4	0,8...1,7	0,2...0,8
Диапазон рабочих температур, °С	От -60 до 125	От -10 до 70	От -60 до 125	От -60 до 125	От -10 до 70	От -10 до 125

### § 16.6. ПРИНЦИПЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ЦИФРОВЫХ УСТРОЙСТВ КОМБИНАЦИОННОЙ ЛОГИКИ

Этот вопрос рассмотрим на примере логических устройств, применяемых в вычислительных системах. К ним относят цифровые устройства: сумматоры, шифраторы, дешифраторы, мультиплексоры и демультиплексоры, компараторы и др.

*Сумматор* — логическое устройство, предназначенное для сложения чисел, представленных в двоичной форме. Для этого в каждом из разрядов применяют одноразрядный суммирующий элемент (рис. 16.7) на три входа: два — для слагаемых  $x_1$  и  $x_2$  данного разряда, а третий ( $y_1$ ) — для переноса 1 из соседнего младшего разряда. Устройство снабжают двумя выходами: по одному ( $S$ ) выдается искомая сумма  $x_1 + x_2$ , а по другому ( $P$ )

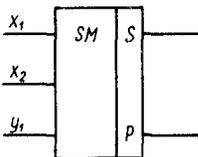


Рис. 16.7. Условное обозначение сумматора

переносится 1 в соседний старший разряд.

Для сложения двоичных чисел с несколькими разрядами используют двух- и трехразрядные сумматоры с последовательным переносом 1 в старшие разряды (микросхемы К155ИМ2 и К155ИМ3 соответственно). Быстродействие сумматоров последовательного действия лимитируется временем переноса 1 через все элементы

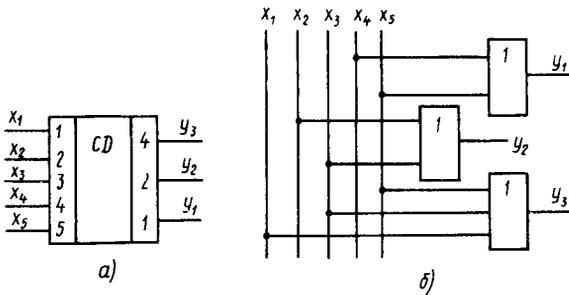


Рис. 16.8. Условное обозначение шифратора (а) и его функциональная схема на элементах ИЛИ (б)

устройства. Для улучшения этого показателя применяют сумматоры с параллельным переносом (К155ИП4).

**Шифратор** (кодер) — логическое устройство с  $n$  входами и  $m$  выходами, преобразующее входные одиночные сигналы, соответствующие логической 1, в  $m$ -разрядный двоичный код на выходе. Для шифратора, показанного условно на рис. 16.8, а ( $n=5$ ;  $m=3$ ), задают следующую таблицу истинности (табл. 16.7).

Функциональная схема, реализующая на элементах ИЛИ приведенную в табл. 16.7 программу работы шифратора, представлена на рис. 16.8, б.

**Дешифратор** (декодер) — логическое устройство (рис. 16.9, а), выполняющее операцию обратного преобразования  $n$ -элементного входного двоичного кода в одиночные сигналы, соответствующие логической 1 на его выходах. Так как

Таблица 16.7

Программа работы шифратора ( $n=5$ ,  $m=3$ )

Сигналы на входе					Выходной код			
					двоичный		десятичный	
$x_1$	$x_2$	$x_3$	$x_4$	$x_5$	$y_1$	$y_2$	$y_3$	$Y_{(10)}$
1	0	0	0	0	0	0	1	1
0	1	0	0	0	0	1	0	2
0	0	1	0	0	0	1	1	3
0	0	0	1	0	1	0	0	4
0	0	0	0	1	1	0	1	5

на  $n$  входах можно получить в двоичном коде  $2^n$  наборов (16.1), то число выходов дешифратора не должно превышать эту величину. Дешифратор, условное обозначение которого показано на рис. 16.9, а ( $n=3$ ;  $m=5$ ), имеет топологию, обратную топологии рассмотренного ранее шифратора (рис. 16.8, а). Поэтому и таблица истинности

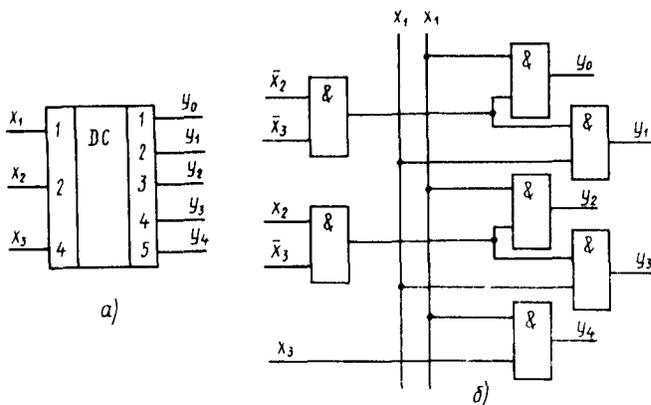


Рис 16.9. Условное обозначение дешифратора (а) и его функциональная схема на элементах И (б)

такого дешифратора (табл. 16.8) имеет структуру, обратную таблице истинности (см. табл. 16.7) рассмотренного шифратора.

Таблица 16.8

Программа работы дешифратора ( $n = 3; m = 5$ )

Входной код				Сигналы на выходе				
десятичный		двоичный		$y_0$	$y_1$	$y_2$	$y_3$	$y_4$
$X_{(10)}$	$x_3$	$x_2$	$x_1$					
0	0	0	0	1	0	0	0	0
1	0	0	1	0	1	0	0	0
2	0	1	0	0	0	1	0	0
3	0	1	1	0	0	0	1	0
4	1	0	0	0	0	0	0	1

Функциональная схема дешифратора, реализующая на элементах И заданную программу (см. табл. 16.8), приведена на рис. 16.9, б.

**Мультиплексор** — логическое устройство, предназначенное для управляемой передачи данных от нескольких входных цепей в общий выходной канал. Он снабжается двумя группами входов: адресными и информационными. Сигнал, поступающий на адресный вход мультиплексора, определяет, какой из информационных входов в данный момент подключен к его выходу. Поэтому число адресных ( $A$ ) и информационных ( $X$ ) входов мультиплексора связано соотношением  $X = 2^A$ .

На рис. 16.10 приведены условное обозначение мультиплексора и логическая схема, реализующая алгоритм его работы  $4 \rightarrow 1$

**Демультимплексор** — логическое устройство, предназначенное

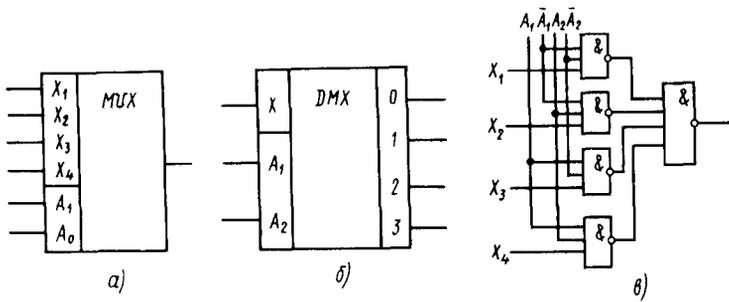


Рис. 16.10. Условные обозначения мультиплексора (а) и демультиплексора (б) и логическая схема мультиплексора (в), реализующая алгоритм его работы  $4 \rightarrow 1$

для управляемой передачи данных от одной входной цепи в несколько выходных. Принцип его действия противоположен принципу работы мультиплексора. Поэтому он кроме адресных содержит единственный информационный вход и  $2^A$  выходов. По адресному сигналу вход демультиплексора подключается к соответствующему выходу. Как следует из сказанного, по выполняемым функциям демультиплексор аналогичен дешифратору. Отличие состоит лишь в том, что по заданному адресу на выбранном выходе дешифратора появляется строго определенный сигнал, а в демультиплексоре — тот же сигнал, что и на его входе. Условное обозначение демультиплексора приведено на рис. 16.10, б.

*Компаратор* (цифровой) — логическое устройство, обеспечивающее сравнение двух многоразрядных двоичных чисел  $A$  и  $B$ , разряды каждого из которых подаются порознь на его входы (рис. 16.11). На практике одно из чисел (например,  $A$ ) является неизменным, а другое ( $B$ ) изменяет свое значение от такта к такту. В момент равенства их значений на выходе компаратора формируется сигнал 1.

### § 16.7. ПОНЯТИЕ ОБ ЭЛЕМЕНТАХ ПАМЯТИ

В рассмотренных ранее комбинационных устройствах все логические операции проводились одновременно. Поэтому в них отсутствовала необходимость в применении элементов памяти. Между тем автоматизация наиболее сложных и трудоемких процессов (программного управления станками, сортировки и счета изделий на конвейере, изготовления многослойных

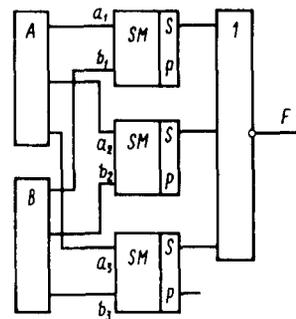


Рис. 16.11. Функциональная схема цифрового компаратора для сравнения двоичных чисел  $A$  и  $B$

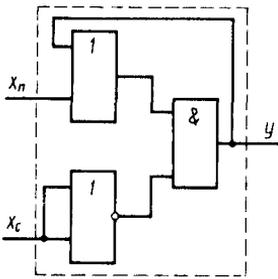


Рис. 16.12. Функциональная схема бистабильного триггера с положительной обратной связью (элемента памяти)

между данным  $C(t+1)$  и предшествующим  $C(t)$  состояниями устройства представляют в виде функции перехода  $f_n$ , т. е

$$C(t+1) = f_n [C(t), x(t)]$$

Эту функцию удобно задавать в табличной форме

**Бистабильный триггер в качестве запоминающего устройства.** Бистабильный триггер может быть выполнен в виде комбинации логических элементов с положительной обратной связью (рис 16.12). Последовательность функционирования такого логического устройства наглядно иллюстрирует таблица состояний (табл 16.9).

Таблица 6.9

К анализу работы элементарного запоминающего устройства

Режим работы	$C(t)$	$x_n$	$x_c$	$v(t)$	$C(t+1)$	Примечание
Исходное состояние	0	0	0	0	0	Хранение
Передача информации	0	1	0	1	1	»
Нет передачи	1	0	0	1	1	»
Стирание информации	1	0	1	0	0	»
Нет стирания	0	0	0	0	0	»

Будем считать, что входными сигналами устройства являются  $x_n$  — сигнал передачи информации и  $x_c$  — сигнал стирания информации, а выходным — сигнал  $y$ . Пусть исходному состоянию устройства соответствуют значения входных сигналов  $x_n = 0$  и  $x_c = 0$ , при которых на выходе устройства  $y(t) = 0$  (рис 16.12), что соответ-

ствует 1-й строке табл. 16.9. Это нулевое состояние  $C(t+1)=0$  устройство может сохранить (запомнить) сколь угодно долго.

Перевод бистабильного триггера в новое состояние достигается воздействием  $x_n=1$ , т. е. подключением сигнала к этому входу.

Тогда на выходе  $y(t)=1$ . Это состояние  $C(t+1)=1$  может сохраняться также сколь угодно долго и не зависит от новых значений  $x_n$  (см. 2-ю и 3-ю строки табл. 16.9). Режиму хранения информации

$C(t+1)=1$  о поданном сигнале  $x_n=1$  соответствует 3-я строка табл.

16.9 Для обратного переброса бистабильного триггера в состояние  $C(t+1)=0$ , соответствующее  $y(t)=0$ , требуется воздействовать на другой его вход, т. е.  $x_c=1$ . Новое состояние, соответствующее 4-й

строке табл. 16.9, также поддерживается сколь угодно долго и не зависит от значения  $x_c$  (ср. с 5-й строкой табл. 16.9). Таким образом, устройство хранит информацию о сигнале  $x_c=1$  и т. д.

Как видно, бистабильный триггер способен обеспечивать передачу, хранение и стирание информации, представленной в бинарной форме. Очевидно, что комбинация входных сигналов  $x_n=1$  и  $x_c=1$  является недопустимой, так как предполагает одновременно два взаимоисключающих действия.

## § 16.8. ЦИФРОВЫЕ ТРИГГЕРЫ

**Классификация.** В цифровых автоматах в роли элементов памяти используют микроэлектронные триггеры различных модификаций, классифицируемые на несколько типов в зависимости от принципа их работы и целевого назначения.

*По способу управления* триггеры подразделяют на два класса: синхронизируемые и несинхронизируемые (асинхронные). Синхронизируемый триггер снабжен вспомогательным входом синхронизации, который разрешает переключение триггера при наличии на этом входе соответствующего сигнала.

*По способу организации логических связей* триггеры классифицируют на следующие типы:  $RS$  — с отдельной установкой состояний 1 и 0,  $T$  — со счетным входом;  $D$  — с приемом информации по одному входу;  $JK$  (универсальный) — совмещает в себе свойства  $D$ ,  $RS$  и  $T$ -триггеров (позволяет отдельную установку состояний 1 и 0, но способен при одновременном воздействии входных сигналов функционировать как  $T$ -триггер).

**Условное обозначение.** В качестве поясняющего символа применяют букву  $T$ , которую помещают в верхней части основного поля графического обозначения (рис. 16.13, а). Выходы триггера обозначают буквой  $Q$ . При этом выход 0 снабжают индексом отрицания (черточкой сверху) для отличия от выхода 1, как показано на рис.

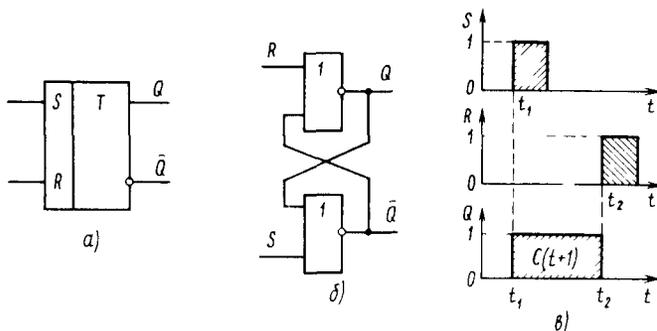


Рис. 16.13. Условное обозначение (а), функциональная схема (б) и временные диаграммы процессов (в) асинхронного  $RS$ -триггера

16.13, а для  $RS$ -триггеров. Входы триггера имеют различные обозначения, связанные с выполняемыми ими функциями (табл. 16.10).

Таблица 16 10

**Кодирование входов в цифровых триггерах**

Обозначение	Назначение
$S$	Раздельная установка в состояние 1
$R$	Раздельная установка в состояние 0
$T$	Счет поступающих импульсов
$D$	Установка в состояния 1 и 0
$J$	Раздельная установка универсального триггера в состояние 1
$K$	Раздельная установка универсального триггера в состояние 0
$C$	Прием исполнительной команды для синхронизации триггера с тактовыми импульсами

**Принципы функционирования**

*Асинхронный RS-триггер* (рис. 16.13, а) имеет два информационных входа, один из которых обозначают буквой  $S$  (от англ. set — устанавливать), а другой —  $R$  (от англ. reset — сбрасывать). Прямой выход триггера, как отмечалось, обозначают буквой  $Q$ , а инверсный —  $\bar{Q}$ .

Асинхронный  $RS$ -триггер можно получить на двух логических элементах ИЛИ—НЕ, если снабдить их перекрестными положительными обратными связями, как показано на рис. 16.13, б. Временные диаграммы, поясняющие принцип работы этого триггера, приведены на рис. 16.13, в (длительностью переходных процессов при коммутации пренебрегаем).

Как видно из рис. 16.13, б, при подключении ко входу  $S$  логической 1, т. е.  $S=1$  (момент  $t_1$  на рис. 16.13, в), на инверсном выходе  $\bar{Q}$  получаем 0. Поскольку этот сигнал по цепи обратной связи подается на один из входов верхнего элемента

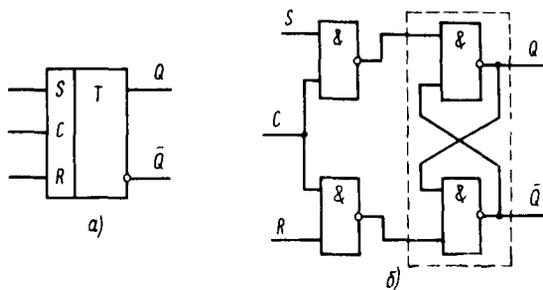


Рис 16.14. Функциональная схема синхронного  $RS$ -триггера (а) и его условное обозначение (б)

ИЛИ НЕ, а на другом его входе действует также сигнал 0 со входа  $R$ , имеем  $Q=1$ . Это состояние триггера может сохраняться сколь угодно долго и не зависит от последующих изменений сигнала на входе  $S$ , если на входе  $R$  поддерживается состояние 0 (состояние  $S=1$  и  $R=1$  является для триггеров запрещенным). Таким образом,  $RS$ -триггер запоминает информацию о состоянии  $S=1$  и поддерживает ее до тех пор, пока на входе  $R$  не появится сигнал сброса 1 (момент  $t_2$  на рис 16.13, в).

При  $R=1$  на выходе  $Q$  получим сигнал  $Q=0$ , а соответствующий канал обратной связи обеспечит  $Q=1$  и т. д.

**Синхронный  $RS$ -триггер**, обозначаемый также буквами  $RST$ , имеет дополнительный  $C$ -вход (от англ. clock — часы), на который подают импульсы синхронизации (рис. 16.14, а). Синхронный триггер получают при подключении ко входу асинхронного  $RS$ -триггера двух дополнительных элементов И—НЕ (рис. 16.14, б).

Как видно, при отсутствии сигнала на  $C$ -входе, т. е.  $C=0$ , входы  $R$  и  $S$  оказываются отключенными от собственно триггера (очерчен пунктиром), и изменение сигналов на этих входах не может изменить состояние триггера. С момента появления разрешающего сигнала  $C=1$  входные элементы И—НЕ выполняют функцию инверторов. При этом состояние триггера будет однозначно определяться значениями сигналов на  $S$ - и  $R$ -входах по аналогии с асинхронным  $RS$ -триггером.

Следует подчеркнуть, что описанный триггер может изменять свое состояние в любой момент на интервале действия сигнала  $C=1$ . Такой триггер называют триггером со статическим входом синхронизации.

Наибольшее практическое распространение получили триггеры с динамическим (импульсным) входом синхронизации. Суть построения такого триггера заключается в обеспечении его переключения лишь на интервале изменения сигнала входа  $C$ , т. е. либо по фронту, либо по срезу импульса синхронизации. Такое решение позволяет значительно повысить надежность и помехозащищенность триггерных устройств, так как сводит к минимуму интервал, на котором возможна перезапись информации. Технически указанный режим работы достигается заменой дополнительных логических элементов, показанных на рис 16.14, вспомогательными  $RS$ -триггерами (так называемая схема трех триггеров).

**$T$ -триггер** (от англ. tumbler — опрокидыватель) находит широкое применение в счетчиках импульсов цифровых систем. В этом триггере, условное обозначение которого приведено на рис. 16.15, а, имеется один  $T$ -вход, при каждом воздействии на который (импульсом) происходит очередное переключение триггера из одного состояния в другое. Поэтому такой прибор именуют триггером со счет-

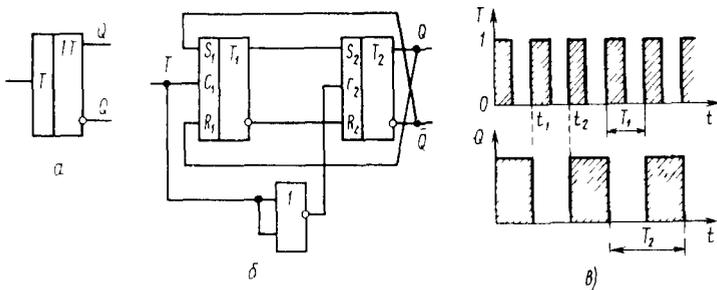


Рис. 16.15. Условное обозначение (а), функциональная схема (б) и временные диаграммы процессов (в)  $T$ -триггера

ным входом. Число переключений равно числу поступивших на вход импульсов.

В основу большинства  $T$ -триггеров положена схема двухступенчатого триггера, образованного последовательным соединением двух синхронных  $RST$ -триггеров, охваченных перекрестными обратными связями (рис. 16.15, б). Кроме того,  $C$ -входы этих  $RST$ -триггеров соединены между собой элементом НЕ и объединены в общий для всего  $T$ -триггера вход  $T$ . Таким образом, любое управляющее воздействие на вход  $C_1$  вызывает отключение второго  $RST$ -триггера по входной цепи. Однако за счет соединения триггера  $T_1$  с  $T_2$  цепями обратной связи каждое принудительное переключение  $T_1$  вызывает опрокидывание  $T_2$ . Принцип работы  $T$ -триггера иллюстрируют временные диаграммы процессов на  $T$ -входе и  $Q$ -выходе (рис. 16.15, в).

$D$ -триггер (от англ. delay — задержка), условное обозначение которого приведено на рис. 16.16, а, формирует выходной сигнал на  $Q$ -выходе с задержкой относительно управляющего воздействия на  $D$ -входе. Для этого его снабжают  $C$ -входом, возбуждение которого

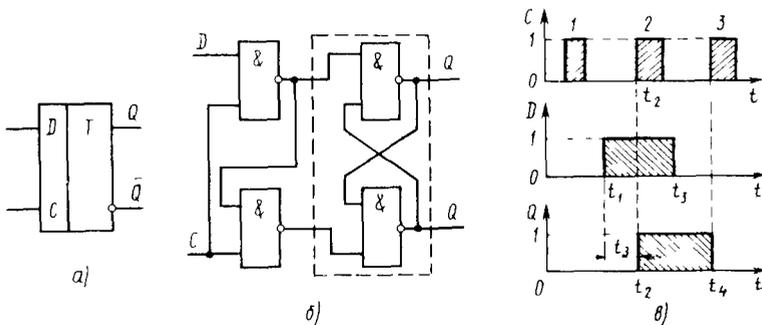


Рис. 16.16. Условное обозначение (а), функциональная схема (б) и временные диаграммы процессов (в)  $D$ -триггера

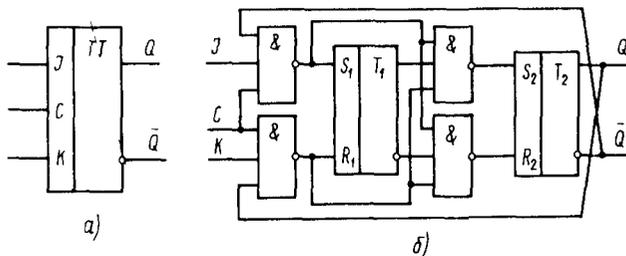


Рис. 16.17. Условное обозначение (а) и функциональная схема (б) универсального *JK*-триггера

(статическое или импульсное) позволяет переключать триггер в состояние, соответствующее сигналу на *D*-входе.

*D*-триггеры получают на основе *RS*-триггеров, используя на входе однотипные логические устройства И—НЕ (рис. 16.16, б). Временные диаграммы процессов представлены на рис. 16.16, в.

Универсальный *JK*-триггер, условное обозначение которого приведено на рис. 16.17, а, имеет три входа: два информационных (*J* и *K*) и один синхронизирующий (*C*). Он легко реализуется на двух *RST*-триггерах с обратными связями, как показано на рис. 16.17, б.

*JK*-триггер относят к универсальному типу, поскольку при различных вариантах переключения его входных зажимов можно получить схему триггеров всех других типов. В микронэлектронном исполнении *JK*-триггер имеет расширенную входную логику, при которой можно использовать такой многофункциональный триггер в различных микросхемах одной серии. Условные обозначения рассмотренных триггеров в микросхемах приведены в табл. 16.11.

Таблица 16.11

Условные обозначения триггеров в микросхемах

Тип триггера	Обозначение	Тип триггера	Обозначение
<i>RS</i>	ТР	<i>D</i>	ТМ
<i>KST</i>	ТК	<i>JK</i>	ТВ
<i>T</i>	ТТ	Прочие	ТП

### § 16.9. РЕГИСТРЫ И ЦИФРОВЫЕ СЧЕТЧИКИ ИМПУЛЬСОВ

Устройство, предназначенное для хранения информации, представленной в двоичной форме, называют *регистром*. Он состоит из связанных друг с другом триггеров, каждый из которых служит для хранения 0 или 1. Количество триггеров определяет разрядность регистра. Регистры могут выполнять также операции приема, передачи и преобразования информации, обеспечиваемые системой управления.

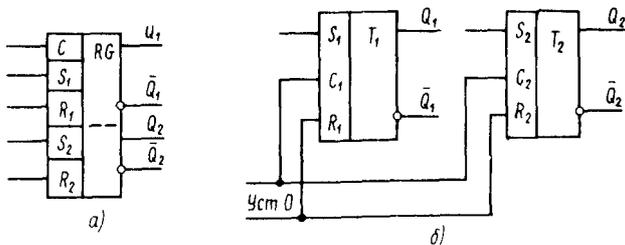


Рис 16.18. Условное обозначение (а) и функциональная схема (б) двухразрядного регистра

В зависимости от выполняемых функций регистры подразделяют на параллельные и сдвиговые.

На рис. 16.18, а приведено условное обозначение простейшего двухразрядного параллельного регистра, выполненного на  $RST$ -триггерах, а на рис. 16.18, б показана его функциональная схема. Для записи информации в двоичном коде сначала выполняют операцию обнуления триггеров путем подачи соответствующих сигналов на все  $R$ - и  $S$ -входы. После этого через  $S$ -входы осуществляют либо переключения триггеров (для записи «1»), либо не меняют их состояния (для сохранения «0»). Считывание информации, заключенной в регистре, производится с  $Q$ -выходов триггеров регистра.

Важнейшими показателями регистра являются число разрядов и быстродействие устройства. Низкое быстродействие ограничивает максимальную частоту тактовых импульсов системы управления, которая обеспечивает запись, считывание и простейшую обработку информации. Последняя операция достигается в сдвиговых регистрах путем перемещения информации вправо и влево — в соответствии с операциями деления и умножения двоичных чисел на значения  $2^n$  ( $n=0, 1, 2, \dots$ ). В регистрах сдвига обычно применяют соединенные последовательно  $D$ -триггеры с тремя входами: информационным ( $D$ -вход), сдвигающим ( $C$ -вход) и установочным ( $R$ -вход). При этом  $C$ - и  $R$ -входы всех триггеров объединяют для одновременного управления (при сдвигах или установке нуля) всем устройством. Регистр сдвига можно построить на  $RS$ -триггерах, если в каждом разряде использовать два триггера, управляемых двумя сдвинутыми во времени тактовыми импульсами. В этом случае появляется возможность поразрядного продвижения записываемой информации от входа к выходу.

В сложных цифровых устройствах обмен информацией между отдельными регистрами, как правило, осуществляется по общей шине, соединяющей входы и выходы соответствующих разрядов всех регистров (рис. 16.19). При этом каждый регистр снабжается входом  $E$  разрешения записи и входом  $EZ$ , отключающим выходы его триггеров от соответствующих выходных выводов (так называ-

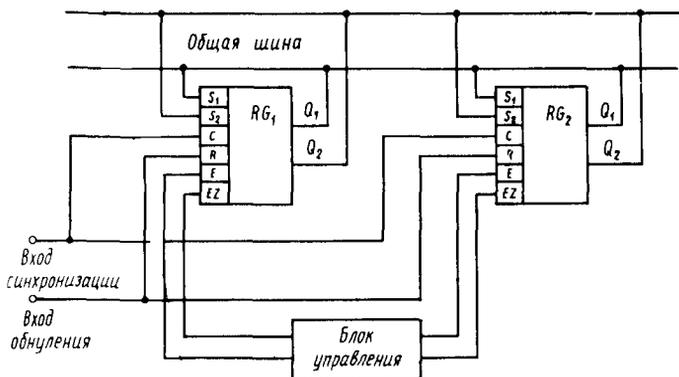


Рис. 16.19. Схема подключения нескольких регистров к общей шине

емое  $Z$ -состояние). Выбор конкретного пути передачи информации в этой схеме производится подачей соответствующих разрешающих сигналов с блока управления. Так, для перезаписи информации из регистра  $RG_2$  в  $RG_1$  разрешающие сигналы необходимо подать на вход  $EZ$  регистра  $RG_2$  и вход  $E$  регистра  $RG_1$ . В этом случае к общей шине будут подключены только выходы  $RG_2$  и входы  $RG_1$  и по импульсу синхронизации произойдет требуемая перезапись информации.

*Цифровым счетчиком* называют функциональное устройство на триггерах, обеспечивающее счет поступающих на его вход импульсов. Результат счета, формируемый обычно в двоичном коде, может считываться или храниться в триггере счетчика. При необходимости результат считывают после каждого счетного импульса на входе. Максимальное число, отсчитываемое счетчиком в двоичном коде, составляет  $2^n$ , где  $n$  — число последовательно включенных триггеров. При отсутствии ограничений на число поступающих импульсов счетчик через каждые  $2^n$  импульсов будет возвращаться в исходное нулевое состояние. Счетчики такого типа именуют *пересчетными*.

По целевому назначению счетчики классифицируют на следующие типы: суммирующие (производят прямой счет импульсов); вычитающие (выполняют обратный счет от наибольшего значения до нуля); реверсивные (применяют как в режимах прямого, так и обратного счета).

Цифровые счетчики можно получить, используя совокупность простейших триггерных и логических микросхем. Имеются также многоразрядные универсальные счетчики, выполненные в виде одной микросхемы высокого уровня интеграции (например, микросхемы К155ИЕ7, К564ИЕ14 и др.).

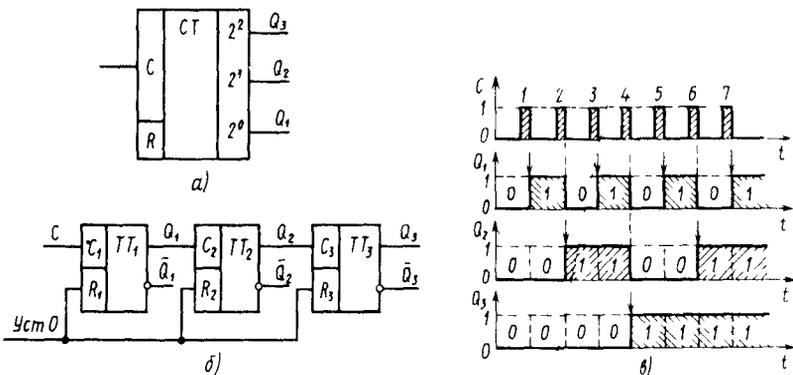


Рис. 16.20. Условное обозначение (а), функциональная схема (б) и временная диаграмма работы (в) трехразрядного счетчика

Принцип функционирования счетчика рассмотрим на примере трехразрядного счетчика, собранного на  $T$ -триггерах. Его условное обозначение и функциональная схема показаны на рис. 16.20, а, б. Для обнуления счетчика (перед началом работы) используют специальную шину Уст «0» (см. рис. 16.20, б), к которой подключены все  $R$ -входы триггеров.

При появлении счетных импульсов на  $C$ -входе счетчика наблюдается последовательное переключение каждого из взаимосвязанных триггеров, как показано на диаграммах, приведенных на рис. 16.20, в. Как видно из диаграммы, период переключения каждого последующего триггера увеличивается в два раза по сравнению с предыдущим. Приписывая  $Q$ -выходам переключенных триггеров символ «1» (эти состояния на временной диаграмме показаны штриховкой), можно систематизировать состояния счетчика, как показано в табл. 16.12.

Таблица 16.12

Таблица состояний трехразрядного счетчика

Номер импульса	Состояния триггеров			Выходной код	
	$Q_3$	$Q_2$	$Q_1$	двоичный	десятичный
0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	01	1
2	0	1	0	10	2
3	0	1	1	11	3
4	1	0	0	100	4
5	1	0	1	101	5
6	1	1	0	110	6
7	1	1	1	111	7
8	0	0	0	0	0

**Анализ работы счетчика.** Как видно из табл. 16.12, переключения триггеров в состоянии «1» имеют место при предварительных переключениях предыдущего триггера от «1» к «0». Это означает, что в указанном режиме формируется сигнал переноса, вызывающий опрокидывание следующего триггера.

Из табл. 16.12 следует также, что модуль пересчета, т. е. число состояний счетчика между его обнулениями, трехразрядного счетчика равен  $2^3 = 8$ . При этом «вес» первого триггера равен  $2^0$ , второго  $2^1$  и третьего  $2^2$ . Указанные «веса» показаны в правой (вспомогательной) зоне условного обозначения трехразрядного счетчика (см. рис. 16.20, а).

### Контрольные вопросы

1. Обоснуйте широкое применение цифровых устройств в различных областях техники.
2. Что такое положительная и отрицательная потенциальные логики?
3. Укажите особенности устройств комбинационной логики и конечных автоматов в отношении формирования выходного сигнала.
4. Что представляет собой логическое устройство?
5. Как получить число возможных бинарных комбинаций типа 0 и 1 для логического устройства с числом аргументов  $n=3$  и  $n=5$ ?
6. Как получить для логического устройства с одним бинарным выходом общее число бинарных функций (вариантов), если число входных сигналов  $n=2$ ,  $n=3$ ?
7. Запишите в двоичном коде следующие числа: 7, 9, 15 и 35. Поясните запись.
8. Сформулируйте правило перевода числа из десятичной системы счисления в двоичную (методом деления).
9. Изложите особенности восьмеричной системы счисления, записав число 152 в этой системе.
10. Покажите на примере числа 79, как перевести его в двоичную систему счисления.
11. Изложите особенности шестнадцатеричной системы счисления, записав число  $37^8$  в этой системе.
12. Поясните и сформулируйте количественные меры оценки информации: бит и байт.
13. Изложите особенности логической операции ИЛИ.
14. Сформулируйте особенности логической операции И.
15. Приведите основные показатели логической операции НЕ.
16. Запишите в логической форме функцию  $y = x_1 x_2 + x_3 x_4$ .
17. Что называют таблицей истинности?
18. Изложите особенности логической операции ИЛИ – НЕ.
19. Приведите основные показатели логической операции И – НЕ.
20. Укажите особенности базовых логических элементов.
21. Назовите особенности ТТЛ и ТТЛШ логических микросхем.
22. Перечислите разновидности и особенности ЭСЛ и НСТЛ логических микросхем.
23. Приведите отличительные особенности И<sup>2</sup>Л логических микросхем.
24. Поясните особенности функционирования цифрового сумматора.
25. Изложите принципы работы шифратора и дешифратора.
26. Чем отличается реализация логических операций в комбинационных устройствах и цифровых автоматах?
27. Расскажите о работе бистабильного триггера в роли запоминающего устройства.
28. Перечислите разновидности цифровых триггеров.
29. Изложите принципы работы асинхронных и синхронных RS-триггеров.
30. Поясните принципы работы T- и D-триггеров.

31. Изложите особенности работы универсального JK-триггера.
32. Расскажите о принципах функционирования регистров памяти цифровых устройств.
33. Поясните принцип функционирования трехразрядного счетчика импульсов.

## ГЛАВА 17 МИКРОПРОЦЕССОРЫ

### § 17.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О МИКРОПРОЦЕССОРАХ. РАБОТЫ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ (ПРОЦЕССОРОВ)

**Назначение микропроцессоров.** Эффективное функционирование автоматизированных систем управления производственными, технологическими и другими процессами связано с необходимостью непрерывной или периодической оценки параметров объекта, обработки этой информации, принятия оптимальных решений для воздействий на объект и т. п. Эту сложную задачу удобно решать с помощью ЭВМ, обеспечивающей автоматическую обработку всей информации по требуемой программе управления объектом. К сожалению, стационарные ЭВМ общего назначения трудно применять для управления производственными процессами из-за их громоздкости и дороговизны, а также сложности подключения к ним информационных датчиков управляемого объекта. Между тем микропроцессоры, а также разрабатываемые на их основе микроЭВМ позволяют решить поставленную задачу, так как они малогабаритны, дешевы и способны функционировать в любых условиях эксплуатации, включая морской, авиационный и даже автомобильный транспорт.

*Микропроцессор* (МП) — универсальное микроэлектронное устройство с программным управлением, предназначенное для обработки цифровой информации и обладающее широкими функциональными возможностями.

**История развития МП.** Первый микропроцессор был разработан в 1971 г в США фирмой «Intel» в виде большой интегральной схемы (БИС) на кристалле площадью  $9 \text{ мм}^2$  и был предназначен для обработки четырехразрядной двоичной информации. Он содержал свыше 2000 транзисторов и имел наименование *I 4004*. Несколько позже эта фирма изготовила восьмиразрядный образец *I 8008* с площадью кристалла  $13,7 \text{ мм}^2$ . Он включал арифметическо-логическое устройство и несколько регистров для хранения данных. Число исполняемых МП команд составляло 45, конструктивно же он был выполнен в виде небольшой микросхемы с 16 выводами.

В 1975 г. начался выпуск 16-разрядных микропроцессоров (например, *I 8086*) с площадью кристалла свыше  $30 \text{ мм}^2$ , на котором размещалось более 30 000 транзисторов. С этого времени к выпуску микропроцессоров (сначала 8-, а затем 16- и даже 32-разрядных) подключились ведущие фирмы многих стран. Было налажено форсированное производство МП и в СССР. В настоящее время уже имеются четыре поколения непрерывно совершенствующихся устройств с мировым производством свыше 150 млн. экземпляров в год. Отличительная особенность развития МП состоит в том, что каждое последующее поколение не вытесняет предыдущее,

а мирно сосуществует с ним, способствуя расширению сфер внедрения МП в науку и технику.

Микропроцессоры изготавливают по микронэлектронной технологии, а потому их важнейшие показатели (быстродействие, потребляемая мощность и степень интеграции) определяются конструктивно-технологическими особенностями логических микросхем, подробно рассмотренными в гл. 16.

Обобщенная функциональная схема вычислительного устройства может быть представлена в виде двух блоков: операционного и управляющего (рис. 17.1).

*Операционный блок* предназначен для выполнения арифметических и логических операций над данными. Для этого он должен включать в себя следующие основные элементы: регистры для хранения информации; сумматоры, логические и другие устройства, обеспечивающие обработку информации; магистральную сеть для передачи информации; коммутационные устройства (шифраторы, дешифраторы, мультиплексоры и т. п.), реализующие управление информационными потоками.

*Управляющий блок* предназначен для координации работы всех устройств операционного блока. Для этого он снабжается тактовым генератором импульсов, формирующим с заданной временной последовательностью требуемые управляющие воздействия на элементы операционного блока.

Различают два типа процессоров: со схемной аппаратной логикой и с программируемой логикой.

*Процессор со схемной логикой* может быть представлен в виде набора логических и других микросхем, которые в сочетании со схемой их соединения обеспечивают выполнение поставленной задачи. Программирование в таком устройстве достигается соответствующим выбором микросхем и схемы монтажных соединений. Для реализации другой задачи требуются уже иные схема и набор элементов. Поэтому вычислительные устройства со схемной логикой относят к аппаратным средствам обработки информации. Они отличаются высоким быстродействием и функциональной жесткостью (даже при незначительном изменении задачи требуется применение иного устройства). По этой причине принцип схемной логики находит ограниченное применение в вычислительной технике.

*Процессор с программируемой логикой* представляет собой универсальное вычислительное устройство, в котором обработка информации проводится по программе, занесенной в специальную память. Меняя программу, содержащуюся в памяти, можно изменять информацию, получаемую на выходе такого вычислительного устройства. Программируемая логика, обеспечивающая исключи-

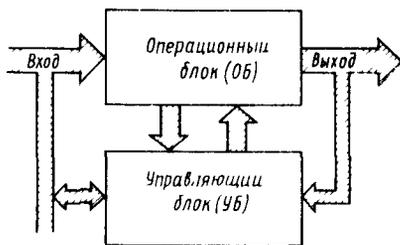


Рис 17.1. Обобщенная функциональная схема вычислительного устройства

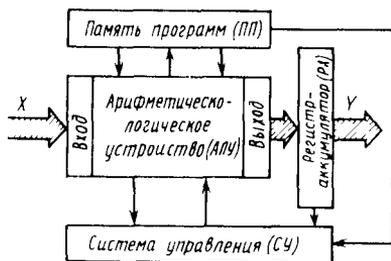


Рис. 17.2. Функциональная схема вычислителя с программным управлением

устройство (АЛУ), а управляющего блока — система управления (СУ), как показано на рис. 17.2. Для удобства АЛУ снабжено входом и выходом. К последнему подключен регистр — аккумулятор (РА), обеспечивающий хранение результата. Программа, управляющая работой всего вычислителя, хранится в памяти программ (ПП). Как отмечалось, назначением такого вычислительного устройства является реализация заданного алгоритма решения задачи в соответствии с программой. *Алгоритм* — точное предписание, определяющее порядок вычислительных действий над исходными и промежуточными данными для получения искомого результата. Можно использовать различные виды задания алгоритма: формулы или уравнения (аналитическая форма), электрические и структурные схемы, направленные и сигнальные графы (графическая форма) и др. Для описания логических действий допускается также и словесная форма.

*Программа* — конкретная реализация расчетного алгоритма в виде последовательности соответствующих команд, воспринимаемых процессором для решения поставленной задачи. *Команда* — закодированное машинное слово, обеспечивающее выполнение заданной процедуры при программной обработке информации.

Программы хранятся в программной памяти (рис. 17.2) и после расшифровки пересылаются в АЛУ для выполнения заданной операции над числовыми данными. Вызов команды из ПП осуществляется указанием ее адреса. Эту процедуру выполняет СУ. Одновременно СУ обеспечивает пересылку в АЛУ данных (операндов), над которыми требуется выполнить заданную арифметическую или логическую операцию, производит обмен информацией с внешними устройствами и т. д.

*Операнд* — двоичное многоразрядное число, над которым выполняются в АЛУ заданная операция (сложение, вычитание, умножение) и различные логические действия. Обработанная информация пересылается из АЛУ к выходу вычислителя и хранится некоторое время (до появления следующего результата) в РА. Таким образом, вычислительное устройство при программном управлении выпол-

тельную гибкость процессора, особенно широко используется в микропроцессорной технике. Быстродействие вычислителей с программируемой логикой существенно ниже, чем у процессоров схемного (аппаратного) типа.

**Работа вычислителя с программным управлением.** Этот вопрос рассмотрим на примере цифрового вычислителя, в котором роль операционного блока исполняет арифметическо-логическое



дешифратор команд (ДШК) его расшифровывает и пересылает в арифметическо-логическое устройство (АЛУ) для организации соответствующей операции над операндами (сложение, вычитание, сдвиг, сравнение и т. п.). Подлежащие обработке данные поступают на вход АЛУ через буферный регистр данных (БРД), обеспечивающий временное хранение введенной информации.

Полученный результат через выход АЛУ поступает в устройство оперативного хранения, представленное регистром — аккумулятором (РА). Для этого регистра данные по ШД поступают к выходу МП. Заметим, что в реальных микропроцессорах РА является элементом блока регистров, называемых регистрами общего назначения (РОН). Назначение РОН — создание внутренней сверхоперативной памяти МП, в которой можно хранить временно операнды и результат, участвующие непосредственно в вычислении.

Взаимосвязанная работа всех устройств МП обеспечивается устройством управления (УУ), снабженным автономной шиной управления. Устройство управления совместно с тактовым генератором обеспечивает требуемую последовательность работы элементов МП на всех этапах обработки информации (извлечение команды из памяти, ее дешифровка, пересылка данных в АЛУ, реализация текущей операции и т. п.). Особая роль в этом процессе отводится счетчику команд (СК), соединенному с шиной данных и обеспечивающему совместно с УУ контроль за исполнением текущей команды. Одновременно СК организует периодическую подготовку МП к выполнению каждой последующей команды. Для этого СК имеет непосредственную связь с шиной адреса и, получив адрес очередной команды, фиксирует начало процесса ее выполнения. С этого момента СК изменяет свое значение, формируя адрес следующей команды, и т. п.

Исходя из изложенного принципа работы МП, следует, что он должен состоять из следующих функциональных элементов: арифметическо-логического устройства, устройства управления и вспомогательных устройств, включающих набор регистров, а также многоуровневые шины. Реальные МП содержат и другие элементы, например регистр состояния и стековую память для обеспечения программных переходов и т. д. Как видно, в микропроцессорах стремятся использовать повышенное число регистров, что способствует улучшению быстродействия МП и расширению областей их применения.

### § 17.3. КЛАССИФИКАЦИЯ, МАРКИРОВКА И ХАРАКТЕРИСТИКИ МИКРОПРОЦЕССОРОВ

**Классификация МП.** Признаками классификации микропроцессоров могут служить их конструктивное исполнение и способ организации управления МП.

По конструктивному исполнению МП подразделяют на одно-

и многокристалльные. Микропроцессор, выполненный в виде БИС на одном кристалле, именуется *однокристалльным* МП. В большинстве случаев и остальные функциональные узлы микропроцессора представляют в виде БИС, получая *многокристалльный* МП, монтируемый на одной печатной плате.

По способу организации управления МП подразделяют на два типа: со встроенной («вшитой» в МП) системой команд и с внешней системой команд.

*Встроенная система команд* характерна для однокристалльных МП, имеющих жесткую логическую программу, рассчитанную на реализацию задач определенного класса. При необходимости решения задач иного плана, для которых требуются отсутствующие в «списке» команды, можно использовать специальные подпрограммы. Это усложняет работу вычислительной системы и ухудшает ее временные показатели. На практике такие МП снабжают оптимальным «списком» команд, обеспечивающим заданную гибкость при решении типовых задач.

*Внешняя система команд* предполагает использование микропрограммного управления, при котором каждая из команд представляется как некоторый заданный набор микрокоманд. Это позволяет получить гибкое микропроцессорное устройство с широкой областью применения. Между тем эффективность микропрограммного управления определяется относительным быстродействием устройства памяти, хранящего микрокоманды. Для поддержания быстродействия такого МП на надлежащем уровне скорость считывания микрокоманд должна в 5...10 раз превышать этот же параметр для команд (за время прохождения одной команды должно гарантироваться выполнение нескольких микрокоманд).

На практике микропрограммное управление реализуется в МП с фиксированной разрядностью обрабатываемой информации и в МП с наращиваемой (не фиксированной) разрядностью. В первом типе МП разрядность устройства фиксируется при изготовлении и не может быть принудительно изменена. В основе МП с наращиваемой разрядностью лежит модульный принцип конструирования, при котором применяют автономные микросхемы (модули) малой разрядности (2-х, 4-х или 8-ми). Объединяя такие модули (секции), можно достичь кратного увеличения (наращивания) разряда двоичных чисел в системе обработки информации. Важная роль при этом отводится вопросам совместимости такого МП с внешними функциональными узлами.

Стремление сократить время выполнения одной команды при программном управлении обусловило практическую реализацию принципа совмещения во времени микрокоманд различных циклов, при котором в процессе выполнения микрокоманд данного цикла проводятся подготовительные процедуры для последующих микрокоманд. Этот принцип называют *конвейерным*.

С разработкой быстродействующих постоянных запоминающих

устройств (ПЗУ) с высокой степенью интеграции микропрограммное управление получило широкое развитие в вычислительной технике.

Маркировка МП регламентируется ГОСТ 18682 73, который служит основой для маркировки любых интегральных микросхем. В соответствии с этим для маркировки МП используется следующее 5-элементное буквенно-цифровое обозначение: 1-й элемент — одна или две буквы, идентифицирующие последовательно назначение микросхемы (К — коммерческая, О — опытная) и тип используемого корпуса (Р — пластмассовый, М — керамический и т. д.); 2-й элемент — одна цифра, указывающая конструктивно-технологическое исполнение (цифрами 1 и 5 обозначают полупроводниковые МП); 3-й элемент — две или три цифры, обозначающие порядковый номер серии (разработки), 4-й элемент — две буквы, идентифицирующие функциональное назначение устройства (табл. 17.1); 5-й элемент — цифра или цифро-буквенный шифр, указывающий порядковый номер разработки в данной серии.

Таблица 17.1

Коды микропроцессорных устройств по функциональному признаку

Код	Наименование	Код	Наименование
ВБ	Синхронизатор	ВМ	Микропроцессор
ВВ	Интерфейс ввода-вывода	ВН	Контроллер прерываний
ВГ	Контроллер	ВС	Микропроцессор секционный
ВЕ	МикроЭВМ	ВЛ	Контроллер памяти
ВК	Комбинированная схема	ВУ	Схема микропрограммного управления

Например, микропроцессор с маркировкой КР588ВС2 расшифровывается следующим образом: коммерчески (К), с пластмассовым корпусом (Р), полупроводниковый (5), 88-й серии (88), секционный микропроцессор (ВС), 2-й разработки (2). Аналогично, для маркировки К1801ВМ1 имеем: коммерческий (К), полупроводниковый (1), 801-й серии (801), микропроцессор (ВМ) 1-й разработки (1).

**Характеристики МП** оцениваются следующими показателями.

1. *Разрядностью* обрабатываемого одновременно слова без наращивания. Этот параметр удобно измерять в бинарных единицах — битах. Различают МП с разрядностью слова от 2 до 16 и даже 64.

2. *Быстродействием МП*, определяемым временем реализации вычислительного цикла при выполнении простейших операций.

3. *Максимальным числом команд (микрокоманд)*, реализуемым при обработке информации.

4. *Информационной емкостью памяти*, оцениваемой в первом приближении числом внутренних регистров общего назначения (РОН). Для численной оценки информационной емкости, как отмечалось в гл. 16, удобно использовать следующие единицы измерения: 1 Кбайт =  $2^{10}$  байт = 1024 байт; 1 Мбайт =  $2^{20}$  байт = 1 048 576 байт.

5. *Конструкторско-технологическими особенностями производства*, определяющими логическую основу МП.

6. *Электрическими параметрами и внешним оформлением*, оце-

нимаемыми потребляемой мощностью, напряжением питания и числом выводов корпуса МП.

Для удобства анализа и взаимного сопоставления микропроцессоров вышеуказанные показатели МП приведены в табл. 17.2.

Таблица 17.2

Наименование показателя	Тип и шифр МП					
	КР580	К588	К589	К1801	К1810	КМ1816
	ИК80А	ВС2	ИК02	ВМ1	ВМ86	ВМ48
Разрядность, бит	8	4	2	16	16	8
Нарастиваемость	—	+	+	—	—	—
Время цикла, мкс	2	0,8	0,1	2	0,4	0,2
Число команд	78	594	512	69	111	96
Число РОН	6	16	11	8	7	16
Структура	<i>п</i> -МОП	КМОП	ТТЛШ	<i>п</i> -МОП	<i>п</i> -МОП	<i>п</i> -МОП
Мощность, Вт	1,25	0,001	0,95	1	1,75	1,5
Напряжение, В	5	5	5	5	5	5
Число выводов	40	42	28	42	40	40

Примечание Полный код МП получают совмещением типа МП с его шифром.

#### Контрольные вопросы

1. Укажите важнейшие особенности микропроцессоров
2. Изложите принцип работы вычислительного устройства
3. Поясните сущность программной обработки информации.
4. Приведите функциональную схему типового микропроцессора и поясните назначение его элементов
5. Сформулируйте отличительные особенности двух типов микропроцессоров: с фиксированной и наращиваемой разрядностью.
6. Изложите принципы маркировки микропроцессоров.

# РАЗДЕЛ IV

## ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ И СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЙ

### ГЛАВА 18

#### МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН И АНАЛОГОВЫЕ ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ

##### § 18.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О МЕТОДАХ И СРЕДСТВАХ ИЗМЕРЕНИЙ

В большой степени научно-технический прогресс связан с возможностями осуществления и непрерывного совершенствования *измерений* — нахождения значений физических величин, характеризующих интересующий нас объект (например, токи и напряжения анализируемой электрической цепи), опытным путем. Эти измерения осуществляются с помощью специальных технических средств, имеющих нормированные метрологические характеристики и имеваемых *средствами измерений*.

Наибольшее распространение на практике нашли электрические средства измерений, позволяющие измерять как электрические, так и неэлектрические величины, преобразуемые в процессе измерений тем или иным способом в электрические. Основными преимуществами электрических средств измерений являются: высокая чувствительность, точность, малое потребление энергии от объекта измерения, возможность измерения однократных и быстропротекающих процессов, возможность обеспечения измерений на больших расстояниях и автоматизация процесса измерения с использованием вычислительной техники.

Значение физической величины, найденное путем ее измерения, называют *результатом измерения*. По способу получения результата различают прямые и косвенные измерения. При *прямом измерении* искомое значение величины находят непосредственно из измерения этой величины (например, измерение тока амперметром или напряжения вольтметром). При *косвенном измерении* искомое значение величины находят по известной зависимости между этой величиной и непосредственно измеряемыми величинами (например, измерение мощности постоянного тока амперметром и вольтметром). По характеру поведения измеряемой величины различают статические и динамические измерения. При *статических измерениях* измеряемая величина остается в процессе измерения постоянной. При *динамических измерениях* она меняется.

Различают два метода измерений физической величины: прямого преобразования (непосредственной оценки) и сравнения. **Метод прямого преобразования** — метод измерений, при котором значение величины определяют непосредственно по отсчетному устройству применяемого средства измерений. **Метод сравнения** — метод измерений, при котором измеряемую величину сравнивают с величиной, значение которой известно.

Метод сравнения реализуется в измерительной практике в виде следующих модификаций: *нулевой метод*, при котором результирующий эффект воздействия измеряемой и известной величин на измерительный прибор доводится до нуля (этот метод часто также называют компенсационным); *дифференциальный метод*, при котором образуют и измеряют разность измеряемой и известной величин; *метод замещения*, при котором измеряемую величину замещают в процессе измерений известной величиной. При этом путем изменения известной величины добиваются такого же показания измерительного прибора, которое было при действии измеряемой величины (например, сравнение измеряемого сопротивления резистора с сопротивлением образцового резистора, включаемых попеременно в одно и то же плечо моста).

Применяемые на практике средства измерений подразделяются по техническому назначению на меры, измерительные приборы (для нас представляют интерес в первую очередь электроизмерительные приборы), измерительные преобразователи и вспомогательные средства измерений. Кроме того, совокупность различных средств измерений может образовывать измерительные установки и системы.

*Мера* — средство измерений, предназначенное для воспроизведения физической величины заданного значения.

В зависимости от степени точности и области применения меры подразделяются на эталоны (обеспечивающие воспроизведение и хранение единицы физической величины), образцовые и рабочие меры. Основную часть составляют образцовые и рабочие меры. Образцовые меры служат в основном для хранения и передачи единицы измерения рабочим мерам, которые, в свою очередь, используются для проверки измерительных приборов и проведения непосредственных измерений физической величины. При выполнении измерений рабочая мера необходима для реализации всех модификаций метода сравнения, так как именно с помощью меры (образцового элемента, представляющего собой рабочую меру) получают величину, значение которой нам известно.

При воспроизведении электрических величин они могут оформляться как однозначные (например, нормальный элемент) и многозначные меры (например, образцовый конденсатор переменной емкости), а также наборы мер (например, магазин сопротивлений)

*Электроизмерительные приборы* — средства электрических измерений, позволяющие выдавать информацию об измеряемой физической величине в доступной для непосредственного восприятия форме.

Электроизмерительные приборы по принципу действия классифицируются на

*электромеханические и электронные.* В свою очередь, вся совокупность электронных измерительных приборов может быть разбита на три группы:

1) приборы для измерения параметров электрических сигналов (например, амперметры, вольтметры, частотомеры, осциллографы);

2) приборы для измерения параметров электрорадиотехнических цепей с сосредоточенными и распределенными постоянными (например, измерители параметров двухполосников и четырехполосников);

3) источники измерительных сигналов — измерительные генераторы.

**Измерительный преобразователь** — средство измерения, предназначенное для выработки сигнала измерительной информации в форме, удобной для передачи, дальнейшего преобразования, обработки и хранения, но не поддающейся непосредственному восприятию наблюдателем.

Измерительные преобразователи подразделяются на преобразователи электрических величин в электрические (например, шунты, делители напряжения, измерительные трансформаторы и т. д.) и преобразователи неэлектрических величин в электрические — первичные преобразователи, благодаря которым электроизмерительные приборы могут применяться и для измерения неэлектрических величин (например, измерение температуры электроизмерительным прибором, на вход которого подключена термопара). Совокупность преобразователей, обеспечивающих осуществление всех необходимых преобразований сигнала измерительной информации, называется *измерительной цепью*.

**Погрешность измерения.** Любое измерение как результат фиксирования наблюдаемого значения измеряемой величины (измерительное наблюдение) всегда выполняется с некоторой погрешностью. Погрешность измерения — отклонение результата измерения от истинного значения измеряемой величины. Основными источниками погрешности являются несовершенство методов и средств измерений, а также индивидуальные особенности экспериментатора. В соответствии с этим различают следующие виды погрешности: погрешность средств измерений — инструментальную погрешность (часто называемую также аппаратурной), погрешность метода измерений — методическую погрешность и погрешность, связанную с особенностями органов чувств экспериментатора, — субъективную погрешность. Наиболее часто при работе с электроизмерительными приборами приходится иметь дело с инструментальной погрешностью, которая по возможному способу своего выражения классифицируется на абсолютную, относительную и приведенную погрешности.

*Абсолютная погрешность* (выражается в единицах измерений величины)

$$\Delta X = X_n - X,$$

где  $X_n$  — показание измерительного прибора (измерительное наблюдение);  $X$  — искомое (истинное) значение измеряемой величины.

**Относительная погрешность** (выражается в процентах)

$$\delta = (\pm \Delta X / X) 100.$$

**Приведенная погрешность** (выражается также в процентах)

$$\gamma = (\pm \Delta X / X_n) 100,$$

где  $X_n$  — нормирующее значение.

Обобщенной характеристикой инструментальной погрешности является *класс точности*, определяемый пределами допускаемых погрешностей средств измерений. При выражении этих пределов классы точности обозначаются числами, которые равны этим пределам (в процентах), и соответствуют ряду: 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1,0; 1,5; 2,5; 4,0. Более высоким классам точности соответствуют меньшие числа.

Определение соответствия измерительных средств заданным требованиям по точности производится органами государственной метрологической службы, которые для этой цели оснащены эталонами. Эталон, обеспечивающий воспроизведение единицы с наивысшей точностью, называется первичным и хранится во Всесоюзной палате мер и весов. При определении соответствия измерительных средств заданным требованиям обычно используются вторичные эталоны, основную часть которых составляют рабочие эталоны, которые как раз и используют для проверки образцовых и высокоточных средств измерений.

В практической работе наиболее часто приходится сталкиваться не с эталонными и образцовыми средствами измерений, а с рабочими, которые не связаны с передачей размера единиц физической величины. Именно такие измерения, называемые *техническими*, наиболее широко представлены в измерительной практике и выполняются на всех этапах проектирования, производства и эксплуатации продукции. Поэтому рассматриваемые далее принципы построения и структурные схемы электроизмерительных приборов относятся в основном к рабочим средствам измерения.

## § 18.2. ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ ПРЯМОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Электроизмерительные приборы прямого преобразования в общем виде можно представить состоящими из двух функциональных элементов (рис. 18.1): измерительной цепи (ИЦ) — преобразователя измеряемой величины  $X$  в промежуточную электрическую величину  $Y$ ; измерительного механизма (ИМ), предназначенного для преобразования электрической величины  $Y$  в перемещение  $\alpha$  подвижной части прибора, который градуируют в значениях измеряемой величины. В большинстве приборов ИМ вращается относительно неподвижной основы, на которой размещают шкалу.

Для оценки измерительной цепи пользуются понятием *чувствительности* ИЦ

$$S_{ИЦ} = dX/dY. \quad (18.1)$$

Измерительные механизмы характеризуют *коэффициентом вращающего момента* ИМ

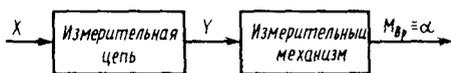


Рис 18.1 Функциональная схема измерительного прибора

$$K_M = M_{вр} / Y, \quad (18.2)$$

где  $M_{вр}$  — вращающий момент ИМ.

В электромеханических приборах механическая сила создается за счет изменения запасенной в системе энергии при перемещении контура с током, т. е.  $(F_{мех})_x = dW_{эм}/dx$ , где  $W_{эм}$  — энергия в системе;  $x$  — обобщенная координата перемещения подвижного контура.

В свою очередь, *вращающий момент* ИМ, обусловленный действием механической силы,  $M_{вр} = F_{мех}r$ , где  $r$  — длина плеча от точки приложения силы  $F_{мех}$  до оси вращения.

В зависимости от метода, используемого для получения вращающего момента, различают следующие основные системы электроизмерительных приборов: магнитоэлектрическую, электромагнитную, электродинамическую, ферродинамическую, электростатическую, индукционную, магнитоиндукционную и термоэлектрическую. Условные обозначения указанных измерительных систем приведены в табл. 18.1.

Возвращаясь к схеме измерительного прибора (см. рис. 18.1) и формулам (18.1) и (18.2), можно записать

$$M_{вр} = K_M Y = K_M S_{иц} X. \quad (18.3)$$

Для непосредственного измерения  $M_{вр}$  удобно фиксировать отклонение  $\alpha$  подвижной системы, пропорциональное фактическому значению  $M_{вр}$ . Это легко реализовать, снабжая ИМ противодействующим устройством, например, пружинного типа. Тогда противодействующий момент

$$M_{пр} = M_{уд}\alpha, \quad (18.4)$$

где  $M_{уд}$  — удельный противодействующий момент;  $\alpha$  — угол поворота подвижной части.

Нетрудно видеть, что при уравнивании моментов, т. е. при

$$M_{вр} = M_{пр}, \quad (18.5)$$

подвижная часть зафиксирует соответствующий угол поворота  $\alpha$ , пропорциональный измеряемой величине.

Используя выражения (18.3) и (18.4), перепишем (18.5) в виде

$$K_M S_{иц} X = M_{уд}\alpha.$$

Отсюда искомый угол поворота

$$\alpha = K_M S_{иц} X / M_{уд} = S_{им} S_{иц} X, \quad (18.6)$$

где  $S_{им} = K_M / M_{уд}$  — чувствительность ИМ.

Условные обозначения систем электроизмерительных приборов

Наименование	Условное обозначение	Наименование	Условное обозначение
Магнито-электрическая		Электростатическая	
Электромагнитная		Индукционная	
Электродинамическая		Магнитоиндукционная	
Ферродинамическая		Термоэлектрическая	

Чувствительность всего прибора  $S = S_{\text{ИМ}} S_{\text{ИЦ}}$ .

Тогда (18.6) принимает вид

$$\alpha = SX, \quad (18.7)$$

откуда чувствительность прибора  $S = \Delta\alpha/\Delta X$  можно рассматривать как приращение выходной величины прибора, приходящееся на единицу изменения входного измеряемого сигнала.

Формулу (18.6) или (18.7) называют *уравнением шкалы измерительного прибора*.

### § 18.3. ИЗМЕРЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН ПРИБОРАМИ ПРЯМОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

**Измерение тока и напряжения.** Для измерений тока в электрической цепи пользуются амперметром, напряжения — вольтметром. При этом амперметр включают последовательно в измеряемую цепь (рис. 18.2, а), а вольтметр подключают параллельно выводам, между которыми требуется определить напряжение (рис. 18.2, б). При точных измерениях необходим учет методических погрешностей, вызываемых нарушениями, которые вносит измерительный прибор. Так, при измерении тока подключение амперметра в исследуемую ветвь увеличивает ее сопротивление из-за влияния внутреннего сопротивления  $R_A$  прибора. Вольтметр своим внутренним сопротивлением  $R_V$  шунтирует исследуемый участок цепи. Это, в свою очередь, приводит к изменению значений измеряемых электрических параметров цепи.

Для количественной оценки этих изменений пользуются понятием *относительной методической погрешности*. При измерениях тока амперметром (рис. 18.2, а) эта погрешность имеет вид:

$$\delta_I = (I' - I)/I = \Delta I/I, \quad (18.8)$$

где  $I' = U/R_n$  — ток в ветви при включенном приборе (измененное значение, фиксируемое прибором);  $I = U/R_n$  — истинное значение тока ветви до включения амперметра.

Подставляя в (18.8) указанные значения тока  $I$  и  $I'$ , получают

$$\delta_I = -R_A/(R_A + R_n) \approx -R_A/R_n. \quad (18.9)$$

При измерениях напряжения вольтметром (рис. 18.2, б) имеют

$$\delta_V = (U' - U)/U = U'/U - 1, \quad (18.10)$$

где  $U'$  — измененное значение напряжения;  $U$  — истинное значение напряжения на участке цепи.

Изменение истинного значения напряжения при измерении вольтметром обуславливается потерями напряжения на внутренних

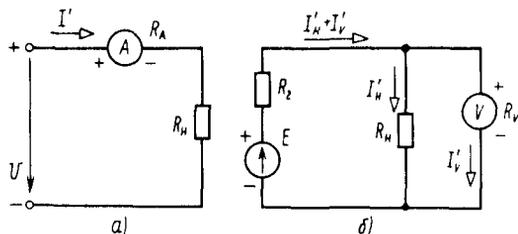


Рис. 18.2. Схемы включения амперметра (а) и вольтметра (б) в измеряемую цепь

сопротивлениях цепи (эту роль выполняет резистор  $R_r$ ) от дополнительного тока, протекающего через измерительный механизм вольтметра. Заметим, что внутреннее сопротивление  $R_V$  вольтметра достаточно велико и измеряется в килоомах.

Выразим методическую погрешность  $\delta_V$  через параметры цепи и вольтметра. Как видно (рис. 18.2, б), измененное значение напряжения  $U' = I_n R_n = ER_n R_V / (R_r R_n + R_r R_V + R_n R_V)$ . При отсутствии вольтметра истинное напряжение  $U = ER_n / (R_r + R_n)$ . Подставив значения напряжений  $U'$  и  $U$  в (18.10) и выполнив некоторые преобразования, получают

$$\delta_V = -R_r R_n / [R_r R_n + R_r (R_r + R_n)].$$

Если принять  $R_r + R_n \approx R_r$ , так как  $R_r \gg R_n$ , то

$$\delta_V \approx -R_n / (R_r + R_n). \quad (18.11)$$

Анализ полученных формул показывает, что для уменьшения методической погрешности при измерениях тока требуется выбирать амперметр с минимальным внутренним сопротивлением [см. (18.9)], в то время как при измерениях напряжения необходимо использовать вольтметр с максимальным внутренним сопротивлением [см. (18.11)].

**Измерение мощности.** Мощность в ветви *постоянного тока* можно измерять с помощью двух приборов — амперметр и вольтметра с последующим перемножением полученных результатов. Более удобно проводить измерение мощности посредством ваттметра. Наибольшее применение находят ваттметры электродинамической системы. Ваттметры снабжают двумя обмотками токовой, включаемой последовательно в цепь нагрузки, и напряжения, которую подключают параллельно нагрузке. Для согласования обмоток выходные клеммы начала обмоток помечают звездочкой (генераторные клеммы) и при включении прибора к ним подключается провод, идущий от источника питания, как показано на рис. 18.3.

В *однофазных цепях переменного тока* ваттметр при нормальном включении служит для измерения активной мощности

$$P = UI \cos \varphi,$$

где  $\varphi$  — сдвиг фаз между током и напряжением.

В *трехфазных цепях* для измерения полной активной мощности удобно использовать два ваттметра (для случая трехпроводной системы) с включением обмоток напряжения на линейные напряжения (рис. 18.4, а). Возможно использование и трех ваттметров, если их обмотки напряжения включены на фазные напряжения (рис. 18.4, б).

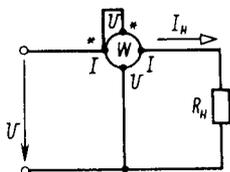


Рис 183 Схема подключения ваттметра к измеряемой цепи

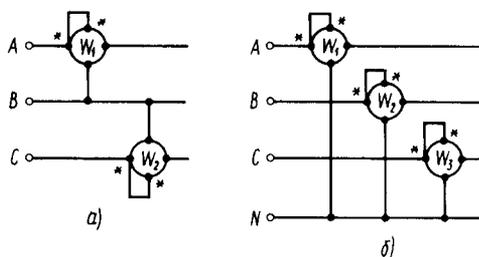


Рис 184 Схемы измерения мощности трехфазной цепи методами двух (а) и трех (б) ваттметров

В схеме, приведенной на рис. 18.4, а, при симметричной нагрузке активная мощность приемника  $P = P_1 + P_2 = \sqrt{3} U_{л} I_{л} \cos \varphi$ , где  $P_1$  и  $P_2$  — показания двух ваттметров,  $U_{л}$  и  $I_{л}$  — линейные напряжение и ток соответственно.

Для схемы (рис. 18.4, б) получаем  $P = P_1 + P_2 + P_3 = 3 U_{\phi} I_{\phi} \cos \varphi$ , где  $U_{\phi}$  и  $I_{\phi}$  — фазные напряжение и ток соответственно

#### § 18.4. МОСТОВЫЕ И КОМПЕНСАЦИОННЫЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

**Общие сведения.** Эти методы измерений используют в приборах сравнения, работающих на принципе сличения измеряемой величины с образцовой высокостабильной мерой. Для этой цели приборы сравнения снабжают измерительной схемой (системой)

В зависимости от применяемой образцовой меры различают две разновидности измерительных схем: мостовые, в которых используют эталонные элементы — резисторы, индуктивные катушки или конденсаторы, компенсационные, снабженные эталонными источниками эдс, или нормальными\* элементами. В свою очередь, *мостовые измерительные схемы* классифицируют на два типа. постоянного тока — для косвенного измерения сопротивления резисторов; переменного тока — для косвенного измерения индуктивности, емкости, а также добротности и  $\text{tg } \delta$ .

*Компенсационные схемы* являются основой специальных измерительных устройств — компенсаторов, служащих для высокоточных измерений эдс или напряжения (особенно малых значений) без потребления мощности измерительной схемой. Эта принципиальная особенность компенсационных схем и обуславливает возмож-

\*Нормальный элемент — высокоточный источник, эдс которого мало зависит от температуры и других факторов

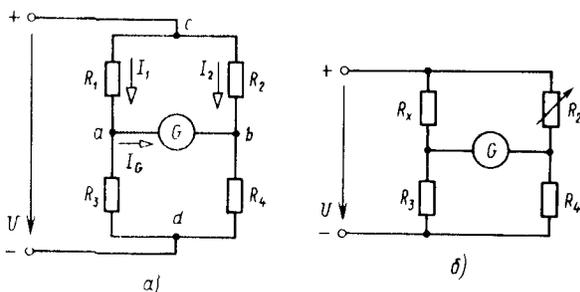


Рис 18 5 Схема резистивного моста постоянного тока (а) и использование ее для высокоточного измерения сопротивления резисторов (б)

ность обеспечения высокой точности измерений. Компенсаторы используют в метрологических лабораториях в качестве образцовых измерителей напряжений (вольтметров).

К приборам сравнения, нашедшим широкое применение в технике измерений, можно условно отнести и цифровые приборы (см. гл. 19), в которых также осуществляется сравнение (сличение) измеряемой величины с образцовой мерой

**Принцип работы мостовой цепи** рассмотрим на примере резистивного моста постоянного тока (рис. 18 5, а), во внутреннюю диагональ  $ab$  которого включен высокочувствительный прибор  $G$  (гальванометр, используемый в роли нуль-индикатора). Внешняя диагональ  $ca$  подключена к источнику постоянного напряжения. Условие равновесия (балансировки) моста контролируется гальванометром, поскольку в этом случае потенциалы точек  $a$  и  $b$  одинаковы ( $U_{ca} = U_{cb}$ ) и ток гальванометра  $I_G = 0$

В балансирующей схеме токи  $I_1$  и  $I_2$  не разветвляются, а потому  $U_{ca} = I_1 R_1$ ,  $U_{cb} = I_2 R_2$ ,  $U_{ca} = U_{cb}$ .

Тогда

$$I_1 R_1 = I_2 R_2 \quad (18.12)$$

Аналогично для нижних плеч схемы (рис. 18.5, а)

$$I_1 R_3 = I_2 R_4. \quad (18.13)$$

После несложных преобразований (18.12) и (18.13) получают условие балансировки мостовой цепи

$$R_1/R_3 = R_2/R_4 \text{ или } R_1 R_4 = R_2 R_3. \quad (18.14)$$

Как отмечалось, мосты постоянного тока позволяют измерять с высокой точностью сопротивления резисторов. Для этого резистор, сопротивление  $R_x$  которого необходимо измерить, включают в цепь моста вместо одного из резисторов, например  $R_1$  (рис. 18.5,

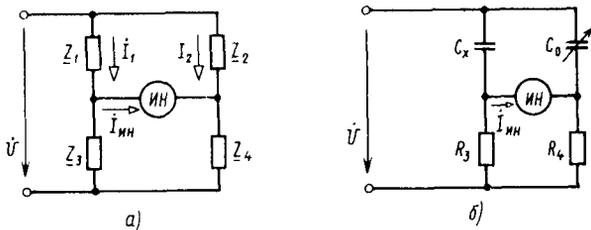


Рис. 18.6. Схема моста переменного тока (а) и ее использование для измерения емкости конденсаторов (б)

б). Одновременно устанавливают в одно из плеч, например  $R_2$ , переменный резистор для балансировки мостовой цепи. В этом случае можно снабдить резистор  $R_2$  отсчетным устройством для измерения сопротивления  $R_x$ , поскольку с учетом (18.14)  $R_x = R_3 R_2 / R_4 = a R_2$ , где  $a = R_3 / R_4$  — коэффициент отсчета.

Погрешность измерения  $R_x$  складывается из двух составляющих: погрешности подгонки образцовых резисторов  $R_2$ ,  $R_3$  и  $R_4$  измерительной цепи (рис. 18.5, б) к истинным значениям; погрешности неполного уравнивания моста из-за ограниченной чувствительности как самой цепи, так и измерительного прибора (гальванометра). В мостовых цепях эти погрешности компенсируются использованием высокочувствительных устройств. Поэтому мостовые измерители находят широкое применение на практике для точных измерений сопротивлений резисторов с относительной погрешностью не хуже  $\delta_R = (\Delta R / R_x) 100 = (0,05 \dots 0,5) \%$ , где  $\Delta R = R' - R_x$  — абсолютная погрешность измерений;  $R'$  — измеренное сопротивление;  $R_x$  — истинное значение измеряемого сопротивления.

**Особенности работы мостовых цепей переменного тока** рассмотрим на примере анализа моста переменного тока (рис. 18.6, а), в каждом из плеч которого имеется комплексный элемент с сопротивлением

$$\underline{Z}_k = R_k + jX_k = Z_k e^{j\varphi_k}, \quad (18.15)$$

где  $R_k$  — резистивная составляющая  $k$ -го элемента ( $k = 1, 2, \dots, 4$ );  $X_k$  — реактивная составляющая ( $X_k > 0$  для индуктивности,  $X_k < 0$  для емкости);  $Z_k = \sqrt{R_k^2 + X_k^2}$  — модуль комплексного элемента;  $\varphi_k = \arctg X_k / R_k$  — его аргумент.

Во внутреннюю диагональ моста включим высокочувствительный прибор переменного тока, в качестве которого обычно исполь-

зуют осциллографический индикатор (ИН). Исходя из формулы (18.14), запишем условия балансировки рассматриваемого моста:

$$\dot{I}_{\text{ИН}} = 0; \underline{Z}_1 \underline{Z}_4 = \underline{Z}_2 \underline{Z}_3$$

или с учетом (18.15)

$$Z_1 Z_4 e^{j(\varphi_1 + \varphi_4)} = Z_2 Z_3 e^{j(\varphi_2 + \varphi_3)}.$$

Полученное условие балансировки моста можно представить в виде двух соотношений:

для модулей комплексных элементов

$$Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3; \quad (18.16)$$

для их аргументов

$$\varphi_1 + \varphi_4 = \varphi_2 + \varphi_3. \quad (18.17)$$

**Принцип работы измерителя емкости** основан на использовании моста переменного тока (рис. 18.6, б), в одно из плеч которого (например, в плечо  $\underline{Z}_1$ ) включают конденсатор неизвестной емкости  $C_x$ . В этом случае в плечо  $\underline{Z}_2$  включают образцовый конденсатор (обычно воздушный многолепестковый) регулируемой емкости  $C_0$ , а в два других плеча — высокоточные резисторы  $R_3$  и  $R_4$ . Балансируя мост изменением значения  $C_0$ , для рассматриваемой схемы с учетом (18.16) можно записать

$$X_x R_4 = X_0 R_3, \quad (18.18)$$

где  $X_x = 1/\omega C_x$  — емкостное сопротивление конденсатора  $C_x$ ;  $X_0 = 1/\omega C_0$  — емкостное сопротивление конденсатора  $C_0$ ;  $\omega = 2\pi f$  — угловая частота питающего мост напряжения.

Подставляя указанные значения  $X_x$  и  $X_0$  в (18.18), определяют искомую емкость  $C_x = R_4 C_0 / R_3 = b C_0$ , где  $b = R_4 / R_3 = \text{const}$  — коэффициент отсчета.

Аналогично работают измерители индуктивности, значений  $\text{tg } \delta$  и т. п.

**Компенсаторы постоянного тока** работают по принципу уравновешивания (компенсации) измеряемого напряжения  $U_x$  известным падением напряжения  $U_k$  на образцовом резисторе  $R_0$ . В момент компенсации напряжения  $U_x$  (равенства значений  $U_x$  и  $U_k$ ) через измерительный элемент (высокочувствительный гальванометр), реагирующий на разность напряжений  $|\Delta U| = U_x - U_k$ , ток проходить

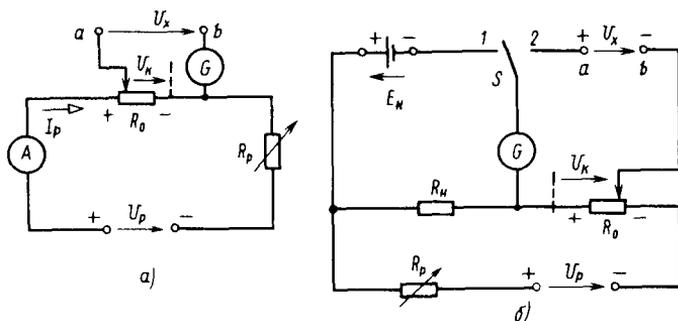


Рис. 18.7. Упрощенная схема компенсатора (а) и принципиальная схема измерения напряжения компенсационным способом (б)

не будет. Следовательно, компенсационный измеритель не потребляет мощности, а потому может быть выполнен с высокой точностью.

Упрощенная схема компенсатора, поясняющая изложенный принцип работы, показана на рис. 18.7, а. Она состоит из двух частей: цепи калибровки рабочего тока  $I_p$  и измерительного контура с высокочувствительным гальванометром. Цепь калибровки включает в себя источник питания  $U_p$ , регулировочный резистор  $R_p$ , амперметр А для установки заданного тока  $I_p$  и образцовый резистор  $R_0$ , выполненный в виде многосекционного магазина сопротивлений.

Процесс измерения напряжения  $U_x$  проводят следующим образом. Сначала при отключенном напряжении  $U_x$  устанавливают в калибровочной цепи заданный рабочий ток  $I_p = U_p / (R_p + R_0) = I_{p \text{ зад}} = \text{const}$ . Затем, подключая к выходным клеммам  $ab$  измеряемое напряжение  $U_x$  с соблюдением правильной полярности, добиваются резистором  $R_0$  отсутствия тока в измерительном контуре, т. е. выполнения условия компенсации напряжения

$$U_k = U_x. \quad (18.19)$$

Поскольку компенсирующее величину  $U_x$  напряжение  $U_k = R_k I_{p \text{ зад}} = f(R_k)$ , можно по требуемому значению  $R_k$  определить величину  $U_x$ . Заметим, что в режиме компенсации [см. (18.19)] источник измеряемого напряжения используется в режиме холостого хода, а потому компенсационный измеритель (рис. 18.7) обеспечивает измерение не напряжения  $U_x$ , а значения соответствующей эдс.

Точность измерений определяется стабильностью заданного значения тока

$I_p$  и чувствительностью гальванометра  $G$ . Поэтому в компенсаторах применяют нормальные элементы, а также высококачественные гальванометры. В большинстве применяемых на практике компенсаторов высокочувствительный гальванометр  $G$  используется как в режиме калибровки рабочего тока, так и в режиме измерений. Это существенно повышает точность измерений напряжений  $U_x$ .

На рис 18 7, б приведена принципиальная схема такого компенсатора. Режимы калибровки тока  $I_p$  и измерения напряжения  $U_x$  обеспечиваются переключателем  $S$  при замыкании левого (положение 1) и правого (положение 2) контактов соответственно. В каждом из двух режимов в качестве контролирующего прибора служит гальванометр  $G$ . Рассмотрим особенности работы компенсатора в этих режимах.

1 Калибровка рабочего тока (переключатель  $S$  замыкает контакт 1). Рабочий ток  $I_p$  устанавливается регулировочным резистором  $R_p$  и контролируется гальванометром  $G$ . При  $I_G=0$  падение напряжения  $I_p R_N$  полностью компенсируется ЭДС  $E_N$  нормального элемента, т. е.  $I_p = E_N/R_N = I_{p \text{ зад}}$ . Заметим, что из-за высоких стабильности  $E_N$  и чувствительности  $G$  в цепи достигается большая точность в обеспечении  $I_{p \text{ зад}} = \text{const}$ . В серийных компенсаторах имеют  $I_{p \text{ зад}} = 1 \cdot 10^{-4}$  А.

2 Измерение  $U_x$  (переключатель  $S$  перебрасывается в положение 2). Гальванометр  $G$  используют в этом режиме для компенсации измеряемого напряжения  $U_x$  значением  $U_k$ , получаемым на образцовом резисторе  $R_0$ . Последний градуируют в вольтах для непосредственного отсчета измеряемого значения  $U_x$ .

## § 18.5. ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТЫ

На практике наибольшее распространение из методов измерения частоты получили конденсаторные (для измерения звуковых частот) и резонансные (для радиочастот) методы.

**Конденсаторные частотомеры** основаны на применении образцового конденсатора  $C_0$ , который под воздействием измеряемой частоты  $f_x$  периодически перезаряжается от стабилизированного источника напряжения  $U_0$ . Количество электричества, накапливаемое конденсатором  $C_0$  за полупериод зарядки (в предположении окончания переходного процесса за время  $T_x/2$ ),  $q_3 = U_0 C_0$ . Тогда за последующий полупериод разрядки конденсатора значение среднего тока

$$I_{p \text{ ср}} = \frac{2}{T_x} \int_{T_x/2}^{T_x} i_p dt = \frac{2}{T_x} U_0 C_0 = 2f_x U_0 C_0.$$

Отсюда искомая частота

$$f_x = k/I_{p \text{ ср}}, \quad (18.20)$$

где  $k = 2U_0 C_0$  коэффициент пересчета.

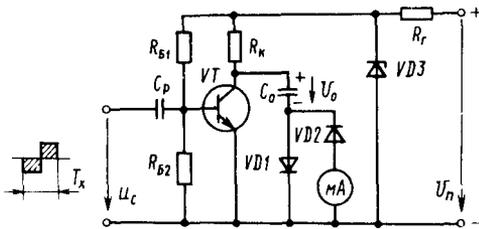


Рис. 18.8. Принципиальная схема конденсаторного частотомера

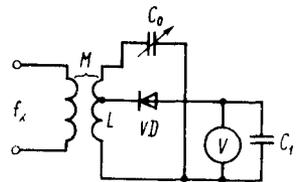


Рис. 18.9. Упрощенная схема резонансного частотомера

Принципиальная схема конденсаторного частотомера приведена на рис. 18.8. Схема состоит из транзисторного коммутатора, на вход которого подается сигнал измеряемой частоты  $f_x$ , преобразованный в знакопеременные импульсы. При закрытом транзисторе  $VT$  стабилизированный стабилитроном  $VD3$  источник заряжает (через резистор  $R_K$  и диод  $VD1$ ) образцовый конденсатор  $C_0$  до напряжения  $U_0$ . В следующий полупериод воздействия входного сигнала транзистор  $VT$  открывается и конденсатор  $C_0$  разряжается через выходную цепь транзистора, миллиамперметр  $mA$  и диод  $VD2$ . Применяя в схеме магнитоэлектрический прибор  $mA$ , можно измерить среднее значение тока разрядки, пропорциональное измеряемой частоте  $f_x$  [см. (18.20)].

Рассмотренный принцип используют в частотомере ЧЗ-7 с широким диапазоном измеряемых частот (от десятков Гц до сотен кГц) с погрешностью 1,5...2%.

**Резонансные частотомеры** основаны на настройке высокодобротного резонансного контура на измеряемую частоту  $f_x$ , значение которой определяют по положению элемента настройки обычно переменного образцового конденсатора  $C_0$ . Упрощенная схема такого частотомера приведена на рис. 18.9. Переменный конденсатор  $C_0$  служит для настройки контура  $LC_0$  на резонанс. Режим резонанса контролируется по максимуму напряжения на вольтметре  $V$ , подключаемом через диод  $VD$  к части индуктивной катушки  $L$ . Конденсатор  $C_1$  предназначен для сглаживания пульсаций в измерительной цепи. Отсчет частоты производят с движка конденсатора  $C_0$ . При частотах  $f_x$  до 100 МГц применяют резонансные частотомеры с сосредоточенными элементами  $L$  и  $C_0$ , снабжая образцовый конденсатор  $C_0$  прецизионным механизмом поворота с отсчётным устройством. Такие частотомеры (Ч2-1 или Ч2-1А) имеют классы точности до 0,1.

## § 18.6. ОСЦИЛЛОГРАФИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ НЕПРЕРЫВНЫХ И ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

Электронные осциллографы, широко используемые для настройки и проверки электротехнической и особенно электронной аппаратуры, позволяют измерять различные параметры электрических процессов с наглядным отображением их на экране. При этом обеспечиваются достаточная точность и минимальное искажение самих процессов.

На рис. 18.10 приведена упрощенная структурная схема электронного осциллографа. Исследуемые сигналы ( $U_Y$ ,  $U_X$ ) через соответствующие усилители подаются на пластины вертикального и горизонтального отклонений. Наличие напряжений на этих пластинах ( $U_V$  и  $U_H$ ), как было показано ранее, вызывает соответственно вертикальное и горизонтальное смещения луча относительно центра экрана электронно-лучевой трубки. На пластины горизонтального отклонения кроме входного сигнала  $U_X$  может подаваться напряжение пилообразной формы с выхода генератора развертки ( $U_{rp}$ ). Это напряжение вызывает периодическое и равномерное перемещение луча на экране трубки по горизонтали. Выбор вида напряжения  $U_H$  осуществляется переключателем  $S$ . Генератор развертки может работать в автоколебательном или ждущем режиме. Автоколебательный режим предназначен для получения на экране непрерывного горизонтального перемещения луча независимо от наличия напряжения  $U_Y$ . В ждущем режиме появление напряжения  $U_H$  происходит только при появлении импульса напряжения  $U_Y$ , что позволяет исследовать кратковременные входные импульсы.

Блок синхронизации осуществляет требуемое фазовое соотношение сигналов  $U_X$  и  $U_H$ .

Все напряжения, необходимые для работы блоков осциллографа и его электронно-лучевой трубки, вырабатываются источником вторичного электропитания (ИВЭП).

**Измерение напряжений периодических колебаний** выполняют вертикальным каналом отклонения  $Y$  при отключенном горизонтальном канале  $X$ . В этих условиях электронный луч осциллографа будет вычерчивать на экране вертикальную линию, длина которой пропорциональна амплитуде (для гармонических сигналов — удвоенной амплитуде) исследуемого сигнала. Пользуясь построенным калибратором амплитуд, несложно измерить значение сигнала сопоставлением его с изображением известного калибровочного напряжения.

Точность осциллографичес-

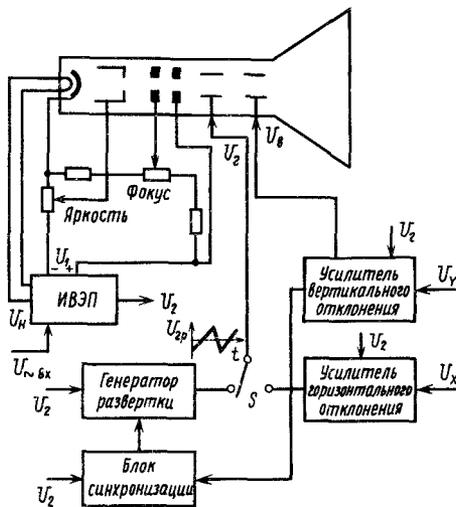


Рис. 18.10. Структурная схема электронного осциллографа

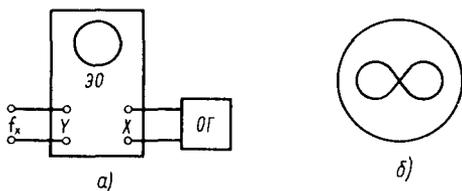


Рис. 18.11. Схема подключения осциллографа (а) и изображение на экране (б) при косвенном измерении частоты колебаний

средственно — с использованием временной развертки, калиброванной для расчета периода колебаний, и косвенно — путем сравнения измеряемой и образцовой частот при наблюдении фигур Лиссажу. На рис. 18.11, а представлена схема измерений частоты косвенным методом. Сигнал  $f_x$  подают на вход  $Y$  электронного осциллографа (ЭО), а образцовый сигнал  $f_0$ , снимаемый с образцового генератора (ОГ), — на вход  $X$ . Получив на экране замкнутую и неподвижную фигуру Лиссажу (рис. 18.11, б), легко находят искомую частоту

$$f_x = f_0 n_x / n_y,$$

где  $n_x$  и  $n_y$  — число точек соприкосновения фигуры с горизонтальной и вертикальной осями соответственно.

Метод обеспечивает высокую точность при кратных соотношениях для точек  $n_x$  и  $n_y$ .

**Измерение сдвига фаз двух сигналов одной частоты** при применении однолучевого осциллографа выполняют двумя способами: непосредственно по временным диаграммам сигналов и исследованием фигур Лиссажу. В первом случае встроенный коммутатор поочередно подключают к входу осциллографа эталонный и исследуемый сигналы. Сдвиг фаз находят непосредственно по временным диаграммам. Во втором случае указанные сигналы подают на входы  $X$  и  $Y$  осциллографа. Обеспечив равенство амплитуд эталонного и измеряемого сигналов, их фазовый сдвиг оценивают по полученным на экране фигурам Лиссажу. При совпадении фаз сигналов ( $\varphi = 0^\circ$ ) эллипс преобразуется в линию с наклоном к горизонту под углом  $45^\circ$ . При  $\varphi = 180^\circ$  этот угол равен  $225^\circ$ . При сдвиге фаз  $\varphi = 90^\circ$  или  $\varphi = 270^\circ$  на экране вычерчивается окружность. Как видно, точность этого метода невысока. Для повышения точности в одном из каналов можно использовать фазовращательное устройство с калибровочным регулятором. В этом случае с помощью фигуры Лиссажу удобно контролировать совпадение фаз сигналов.

**Измерение параметров импульсных сигналов** (рис. 15.3, б) — амплитуды  $U_m$ , длительности импульса  $t_n$ , фронта  $t_f$ , среза  $t_c$  и частоты

ких измерений напряжения невелика. Для ее повышения можно отградуировать с использованием вольтметра вертикальный канал осциллографа при заданном усилении.

**Измерение частоты периодических колебаний** осуществляют двумя способами: непосредственно — с использованием временной развертки, калиброванной для расчета периода колебаний, и косвенно — путем сравнения измеряемой и образцовой частот при наблюдении фигур Лиссажу.

следования  $f_n$  — производят предварительно откалиброванными вертикальным и горизонтальным каналами осциллографа. Регулировкой синхронизации получают на экране неподвижное изображение импульса и непосредственно измеряют (можно перенести на кальку) указанные выше параметры. Для определения частоты следования импульсов нужно получить на экране не менее двух импульсов и по измерению периода  $T_n$  найти значение  $f_n = 1/T_n$ .

### Контрольные вопросы

1. В чем сущность прямого и косвенного измерений?
2. Перечислите основные методы измерений.
3. Сформулируйте назначение эталонов, образцовых и рабочих мер.
4. Что такое погрешность измерения?
5. Напишите выражение для абсолютной и относительной погрешностей.
6. Как обозначают классы точности средств измерений?
7. Какова роль функциональных элементов приборов непосредственной оценки?
8. Перечислите основные системы электроизмерительных приборов непосредственной оценки.
9. Проанализируйте методическую погрешность измерений напряжения вольтметром и тока амперметром.
10. Обоснуйте методику измерения мощности в цепях переменного тока.
11. Изложите принцип работы мостовой цепи и мостовой метод измерения сопротивлений резисторов.
12. Поясните мостовой метод измерения емкости конденсаторов.
13. Изложите принцип работы компенсатора постоянного тока.
14. Изложите принцип работы конденсаторного частотомера.
15. Поясните особенности работы резонансного частотомера.
16. Расскажите об осциллографических методах измерения частоты периодических колебаний.

## ГЛАВА 19

### ЦИФРОВЫЕ ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ

#### § 19.1. ТИПОВЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ЦИФРОВЫХ ПРИБОРОВ. ПРИНЦИПЫ ИХ РАБОТЫ

**Классификация.** Цифровые приборы работают по принципу преобразования непрерывных аналоговых значений измеряемых величин в дискретную (цифровую) форму. Для этого в приборе производится периодическое сравнение измеряемой величины с образцовой. В качестве образцовой величины используют напряжение, временной интервал и т. п. Результат измерений, получаемый в момент равенства измеряемой и образцовой величин, представляется в двоичном коде, а затем посредством дешифратора преобразуется в десятичную форму, которая отображается на отсчетном устройстве.

**Аналогово-цифровой преобразователь (АЦП)** осуществляет основную операцию по преобразованию измеряемой аналоговой ве-

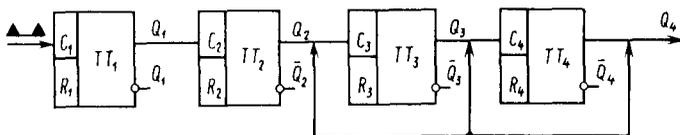


Рис 19.1 Схема элемента АЦП в виде четырехразрядного декадного устройства

личины в соответствующий двоичный код. Для этого в состав АЦП включают несколько последовательно соединенных декадных счетчиков (по числу десятичных разрядов отсчетного устройства), осуществляющих указанное преобразование.

Рассмотрим работу АЦП на примере одного четырехразрядного счетного устройства с каналами обратной связи, собранного на Т-триггерах (рис. 19.1). На вход  $C_1$  устройства поступают дискретные импульсные сигналы, число которых пропорционально измеряемой цифровым устройством аналоговой величине. Выходной сигнал  $Q_4$  формирует указанное число импульсов в двоичном коде. Действие обратной связи проявляется после переключения триггера  $ТТ_4$  в состояние 1 и вызывает принудительный переброс триггеров  $ТТ_2$  и  $ТТ_3$  в состояние 1.

Для анализа работы устройства воспользуемся таблицей его состояния (табл. 19.1).

Таблица 19.1

Таблица состояний четырехразрядного декадного устройства, используемого в АЦП

Номер импульса	Состояние триггеров				Выходной сигнал в двоичном коде
	$Q_4$	$Q_3$	$Q_2$	$Q_1$	
0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	01
2	0	0	1	0	10
3	0	0	1	1	11
4	0	1	0	0	100
5	0	1	0	1	101
6	0	1	1	0	110
7	0	1	1	1	111
8	1	0	0	0	1000
8*	1	1	1	0	1110
9	1	1	1	1	1111
10	0	0	0	0	0

Как видно из табл. 19.1, первые семь счетных импульсов обеспечивают нормальную работу счетчика в двоичном коде. Этот режим имеет место и с приходом восьмого счетного импульса, который обеспечивает переключение четвертого триггера из состояния 0 в состояние 1. Однако при переключении выхода  $ТТ_4$  в состоя-

ние 1 включается обратная связь, вызывающая принудительные перебросы ТТ<sub>2</sub> и ТТ<sub>3</sub> из 0 в 1. Таким образом, к моменту поступления девятого счетного импульса на счетчике вместо кода 1000 имеется код 1110 (показан для номера 8\* в табл. 19.1).

Нетрудно заметить, что девятый импульс, вызывающий переключение ТТ<sub>1</sub>, обеспечит на выходе код 1111. В результате этого десятый импульс обеспечит последовательный переброс всех триггеров в состояние 0 с перебросом 1 в следующий по старшинству декадный счетчик, предназначенный для счета десятков, и т. д.

В зависимости от способа преобразования аналогового сигнала в двоичный код различают следующие типы цифровых приборов: *прямого преобразования*, в которых производится непосредственный замер измеряемой величины (в частотомерах — продолжительность периода, в вольтметрах — напряжение и т. д.); *косвенного преобразования*, в которых измеряемая величина (например, напряжение) преобразуется в другую величину (обычно временной интервал) с последующим ее измерением для определения значения исходной величины.

Компенсационный метод измерений, реализуемый во всех без исключения цифровых приборах, обеспечивает предельно малую приведенную погрешность измерений

$$\gamma = (\Delta X_{\max} / X_{\max}) 100 = (10^{-1} \text{ до } 10^{-4}) \%,$$

где  $\Delta X_{\max}$  — максимальная абсолютная погрешность;  $X_{\max}$  — верхний предел измерений.

Структурная схема обобщенного цифрового прибора косвенного преобразования представлена на рис. 19.2. Измеряемая аналоговая величина  $A_x$  подключается (непосредственно или через промежуточный преобразователь) к сравнивающему устройству (СУ). К другому входу СУ подводят образцовую меру  $a_0(t)$ , которая устройством управления (УУ) изменяется по требуемому закону. Блок УУ фиксирует также начальный  $t_0$  и конечный  $t_x$  моменты процесса сличения величин  $A_x$  и  $a_0(t)$ . Кроме того, он содержит автогенератор тактовых импульсов для измерения на электронном счетчике (ЭС) интервала  $\Delta t_x = t_x - t_0$ , пропорционального значению  $A_x$ . Результаты измерений отображаются на устройстве цифрового отсчета (УЦО) в виде десятичного числа. Для более точного измерения величины

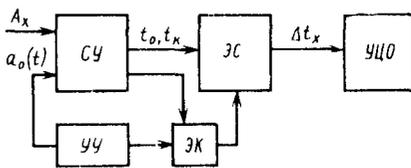


Рис. 19.2. Структурная схема обобщенного цифрового прибора

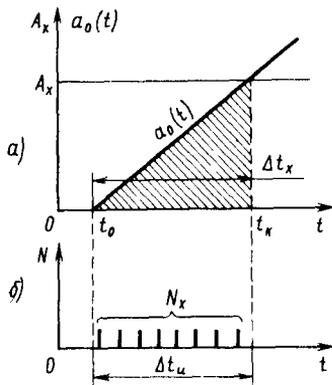


Рис. 19.3. Пояснение принципа работы цифрового измерителя

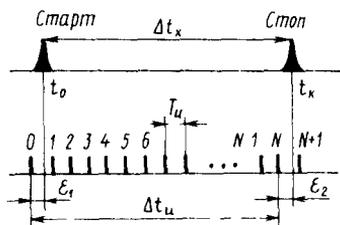


Рис. 19.4. Расчет погрешности дискретности

$\Delta t_x$  в схеме применяют электронный коммутатор (ЭК), фиксирующий начало и конец измеряемого ЭС интервала времени.

Типовая методика измерения интервала  $\Delta t_x$  предусматривает применение в УУ цифровых приборов высокостабильных автогенераторов тактовых импульсов частотой в несколько МГц и счетных устройств (счетчиков), обеспечивающих автоматический счет импульсов, воздействующих на вход. Подключение счетчика к выходу тактового генератора осуществляется в момент  $t_0$ , а выключение при  $t_x$  (рис. 19.3, а), т. е. при  $A_x = a_0(t_x)$ .

Тогда искомое время (рис. 19.3, б)

$$\Delta t_x = t_x - t_0 \approx \Delta t_n = N_x / f_n, \quad (19.1)$$

где  $N_x$  — число импульсов, поступивших на вход счетчика,  $f_n$  — частота тактовых импульсов.

Так как значение  $N_x$  на выходе четырехразрядного цифрового счетчика импульсов (см. табл. 16.12) получают в двоичном коде, то эту информацию требуется преобразовать в привычную десятичную форму. Для этого применяют дешифратор (см. § 16.8) с числом входов  $n = 4$  и выходов  $m = 10$ .

При рассмотренном методе измерения временного интервала в системе имеет место погрешность дискретности из-за различия значений  $\Delta t_x$  и  $\Delta t_n$  (рис. 19.4). Тогда абсолютная погрешность дискретности  $\epsilon_d = \Delta t_x - \Delta t_n = \Delta t_x - T_n N_x$ , где  $T_n = 1/f_n$  — период тактовых импульсов.

В общем случае с учетом инерционности автогенератора и конечности периода импульсов  $T_n$  получают  $\epsilon_d = \epsilon_1 - \epsilon_2 = k_1 T_n - k_2 T_n = (k_1 - k_2) T_n$ , где  $k_1$  и  $k_2$  — степень смещения импульсов, которая может изменяться от 0 до 1.

В наилучшем режиме  $\epsilon_d \text{ макс} = T_n$ .

Тогда максимум относительной погрешности

$$\delta_d \text{ макс} = \epsilon_d \text{ макс} / \Delta t_x = T_n / (N_x T_n) = 1 / N_x.$$

Для снижения погрешности дискретности стремятся увеличивать число импуль-

сов  $N_x$  при измерениях. Это достигается снижением периода импульсов  $T_n$ , который в цифровых приборах составляет доли микросекунды ( $f_n \approx 10$  МГц).

В качестве отсчетных устройств применяют светодиодные и жидкокристаллические индикаторы, цифровые газоразрядные приборы, знаковые электронно-лучевые трубки и т. д. (см. гл. 12).

### § 19.2. ЦИФРОВЫЕ ПРИБОРЫ С ВРЕМЯ-ИМПУЛЬСНЫМ КОДИРОВАНИЕМ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ И С ЧАСТОТНО-ИМПУЛЬСНЫМ КОДИРОВАНИЕМ НАПРЯЖЕНИЯ

Время-импульсное кодирование информации широко применяют в цифровых вольтметрах В2-27, ВК2-20, ВК7-10А и др. Сущность этого метода рассмотрим на примере цифрового прибора (рис. 19.5, а), в котором в качестве образцовой меры используют импульсы напряжения  $u_0(t)$ , формируемые специальным низкочастотным генератором пилообразного напряжения (ГПН). Этот изменяющийся во времени сигнал  $u_0(t)$  сличается в сравнивающем устройстве с измеряемым аналоговым напряжением  $U_x$ . Специальный блок управления (БУ) фиксирует моменты начала нарастания пилообразного напряжения ( $t_0$ ) и равенства сравниваемых сигналов ( $t_x$ ), т. е.

$$u_0(t_x) = U_x. \quad (19.2)$$

Поскольку крутизна нарастания образцового напряжения  $u_0(t)$  поддерживается неизменной, отрезок времени  $\Delta t_x = t_x - t_0$ , формируемый измерителем времени (ИВ), определяет значение измеряемого напряжения  $U_x$ . Для измерения временного интервала  $\Delta t_x$  в цифровых приборах пользуются типовой методикой, рассмотренной в § 19.1. Временные диаграммы процессов в цифровом вольтметре с время-импульсным кодированием показаны на рис. 19.5, б. Как видно из верхней диаграммы, для образцового напряжения можно записать:

$$u_0(t_x) = U_0 \Delta t_x / t_m.$$

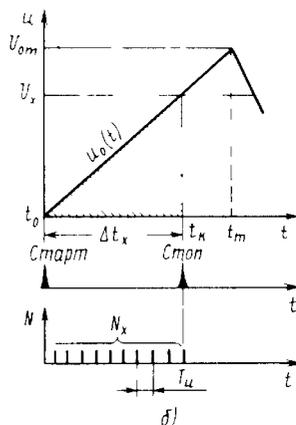
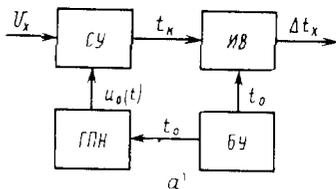


Рис 19.5. Структурная схема цифрового прибора с время-импульсным кодированием информации (а) и временные диаграммы процессов в цифровом вольтметре с время-импульсным кодированием (б)

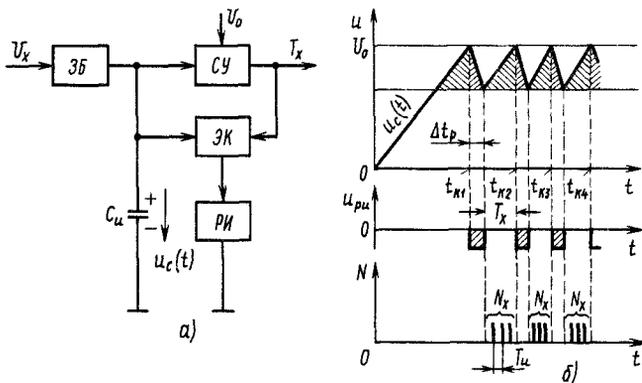


Рис. 19.6. Структурная схема цифрового вольтметра с частотно-импульсным кодированием (а) и временные диаграммы работы (б)

В свою очередь, согласно (19.1) временной интервал  $\Delta t_x = N_x T_n$ , где  $N_x$  — число тактовых импульсов в интервале;  $T_n$  — период тактовых импульсов.

Отсюда  $u_0(t_x) = U_0 m N_x T_n / t_m$  или с учетом (19.2) измеряемое напряжение

$$U_x = A_U N_x,$$

где  $A_U = U_0 m T_n / t_m$  — коэффициент пропорциональности.

**Цифровые вольтметры с частотно-импульсным кодированием напряжения.** Этот принцип реализуется в малогабаритных вольтметрах относительно небольшой точности, например В7-18. Сущность работы таких приборов основана на использовании измеряемого аналогового напряжения  $U_x$  для периодической перезарядки измерительного конденсатора  $C_n$  (рис. 19.6, а). Соответствующим выбором параметров зарядного блока (ЗБ) достигается линейный закон нарастания напряжения  $u_c(t)$  на измерительном конденсаторе. В приборе формируется также образцовое напряжение  $U_0 = \text{const}$ , которое подводится к сравнивающему устройству. Напряжение  $U_0$  в СУ сличается с сигналом  $u_c(t)$ , и в моменты их равенства фиксируется время  $t_x$  (рис. 19.6, б). Электронный ключ (ЭК), управляемый выходным сигналом СУ, в моменты  $t_x$  подключает к измерительному конденсатору  $C_n$  разрядный импульс (ПИ) обратной полярности. Конденсатор  $C_n$  разряжается в строго фиксированное время  $\Delta t_p$ ,

поскольку РИ нормирован, а  $U_0 = \text{const}$ . Измеряя частоту разрядных импульсов  $f_{рн}$ , можно найти значение искомого напряжения  $U_x$ . На практике частоту  $f_{рн}$  определяют по значению ее периода  $T_x$ , для измерения которого используют типовую методику, приведенную в § 19.1.

Важным фактором, определяющим практическую целесообразность частотно-импульсного метода, является обеспечение линейного закона нарастания напряжения  $u_C(t)$  на измерительном конденсаторе. Этого можно достичь, если в диапазоне измеряемых значений  $T_x$  постоянная времени зарядной цепи

$$\tau_3 = R_3 C_n \gg T_x,$$

где  $R_3$  — зарядное сопротивление ЗБ.

Тогда

$$u_C(t) = U_x (1 - e^{-t/\tau_3}) \simeq U_x t / \tau_3 = U_x t / (R_3 C_n).$$

Отсюда в момент времени  $t = t_x$

$$u_C(t_x) = U_0 = U_x T_x / (R_3 C_n). \quad (19.3)$$

Решая (19.3) относительно измеряемого напряжения, получают

$$U_x = U_0 R_3 C_n / T_x.$$

С учетом типовой методики измерения временного интервала  $T_x$  (см. § 19.1) имеют

$$U_x = U_0 R_3 C_n / (N_x T_n) = B_U / N_x,$$

где  $N_x$  и  $T_n$  — число и период тактовых импульсов (см. рис. 19.6, б);  $B_U = U_0 R_3 C_n / T_n$  — коэффициент пропорциональности.

Поскольку в частотно-импульсных вольтметрах используют напряжение зарядки измерительного конденсатора

$$u_C(t) = \frac{1}{C} \int i_c dt,$$

их называют интегрирующими. В некоторых цифровых вольтметрах (например, В7-22) применяют двукратное интегрирование — два такта зарядки и разрядки измерительного конденсатора. В этом случае первый такт является вспомогательным, второй — рабочим.

### § 19.3. ЦИФРОВЫЕ ВОЛЬТМЕТРЫ С ПОРАЗРЯДНЫМ КОДО-ИМПУЛЬСНЫМ УРАВНОВЕШИВАНИЕМ НАПРЯЖЕНИЯ

Эти приборы составляют среди вольтметров особую группу, отличающуюся высокими быстродействием и точностью. Например, вольткилоомметр ВК2-17, вольтметры Щ1412, Щ1512

**Принцип работы** основан на кодировании измеряемого напряжения путем последовательного его сличения с рабочими мерами из набора, образованного по определенному правилу (аналогия с процессом взвешивания с помощью набора гирь различной массы). Получаемый в процессе такого сличения двоичный код определяет значение измеряемого напряжения и после его преобразования обеспечивает высвечивание результата в виде многоразрядного десятичного числа в отсчетном устройстве.

Как видно, важнейшим элементом таких приборов является *набор образцовых компенсирующих напряжений*, вырабатываемых в специальном преобразователе. На практике при разработке набора используют  $m$ -разрядный ряд слагаемых напряжений с двукратным снижением амплитуд от разряда к разряду. Тогда образцовое компенсирующее напряжение для  $n$ -го разряда в наборе

$$U_{x\ n} = U_0 / 2^n, \quad (19.4)$$

где  $U_0$  — наибольшее значение образцового напряжения,  $n = 1, 2, \dots, m$ .

На рис. 19.7, *а* показан набор компенсирующих напряжений, полученный по рассмотренному (19.4) закону.

**Методика сличения** измеряемого  $U_x$  и компенсирующей  $U_{x\ n}$  напряжений заключается в поочередном сравнении значения  $U_x$  с значениями  $U_{x\ 0}$ ,  $U_{x\ 1}$ ,  $U_{x\ 2}$  и т. д. При этом каждая элементарная операция сличения кодируется по принципу, показанному на рис. 19.7, *б*.

При *недокомпенсации* измеряемого напряжения  $U_x$ , т. е. при  $U_x > U_{x\ n}$ , записывается код «1» и к предыдущему значению  $U_{x\ n}$  прибавляется значение  $U_{x\ n+1}$ . После этого сличается значение  $U_x$  уже с суммарным сигналом  $U_{x\ n} + U_{x\ n+1}$  и т. д.

При *перекомпенсации* напряжения  $U_x$ , т. е. при  $U_x < U_{x\ n}$ , записывается код «0» и это значение  $U_{x\ n}$  не учитывается в оценке конечного результата. На следующем шаге для сличения с напряжением  $U_x$  используется последующий сигнал  $U_{x\ n+1} < U_{x\ n}$  и т. д.

В нижней части диаграммы (рис. 19.7, *б*) записан соответствующий двоичный код. Для наглядности предполагается, что набор

### § 19.3. ЦИФРОВЫЕ ВОЛЬТМЕТРЫ С ПОРАЗРЯДНЫМ КОДО-ИМПУЛЬСНЫМ УРАВНОВЕШИВАНИЕМ НАПРЯЖЕНИЯ

Эти приборы составляют среди вольтметров особую группу, отличающуюся высокими быстродействием и точностью, например, вольткилоомметр ВК2-17, вольтметры Щ1412, Щ1512.

Принцип работы основан на кодировании измеряемого напряжения путем последовательного его сличения с рабочими мерами из набора, образованного по определенному правилу (аналогия с процессом взвешивания с помощью набора гирь различной массы). Получаемый в процессе такого сличения двоичный код определяет значение измеряемого напряжения и после его преобразования обеспечивает высвечивание результата в виде многоразрядного десятичного числа в отсчетном устройстве.

Как видно, важнейшим элементом таких приборов является набор образцовых компенсирующих напряжений, вырабатываемых в специальном преобразователе. На практике при разработке набора используют  $m$ -разрядный ряд слагаемых напряжений с двукратным снижением амплитуд от разряда к разряду. Тогда образцовое компенсирующее напряжение для  $n$ -го разряда в наборе

$$U_{x\ n} = U_0/2^n, \quad (19.4)$$

где  $U_0$  — наибольшее значение образцового напряжения;  $n=1, 2, \dots, m$ .

На рис. 19.7, а показан набор компенсирующих напряжений, полученный по рассмотренному (19.4) закону.

Методика сличения измеряемого  $U_x$  и компенсирующего  $U_{x\ n}$  напряжений заключается в поочередном сравнении значения  $U_x$  с значениями  $U_{x\ 0}$ ,  $U_{x\ 1}$ ,  $U_{x\ 2}$  и т. д. При этом каждая элементарная операция сличения кодируется по принципу, показанному на рис. 19.7, б.

При недокомпенсации измеряемого напряжения  $U_x$ , т. е. при  $U_x > U_{x\ n}$ , записывается код «1» и к предыдущему значению  $U_{x\ n}$  прибавляется значение  $U_{x\ n+1}$ . После этого сличается значение  $U_x$  уже с суммарным сигналом  $U_{x\ n} + U_{x\ n+1}$  и т. д.

При перекомпенсации напряжения  $U_x$ , т. е. при  $U_x < U_{x\ n}$  записывается код «0» и это значение  $U_{x\ n}$  не учитывается в оценке конечного результата. На следующем шаге для сличения с напряжением  $U_x$  используется последующий сигнал  $U_{x\ n+1} < U_{x\ n}$  и т. д.

В нижней части диаграммы (рис. 19.7, б) записан соответствующий двоичный код. Для наглядности предполагается, что набор

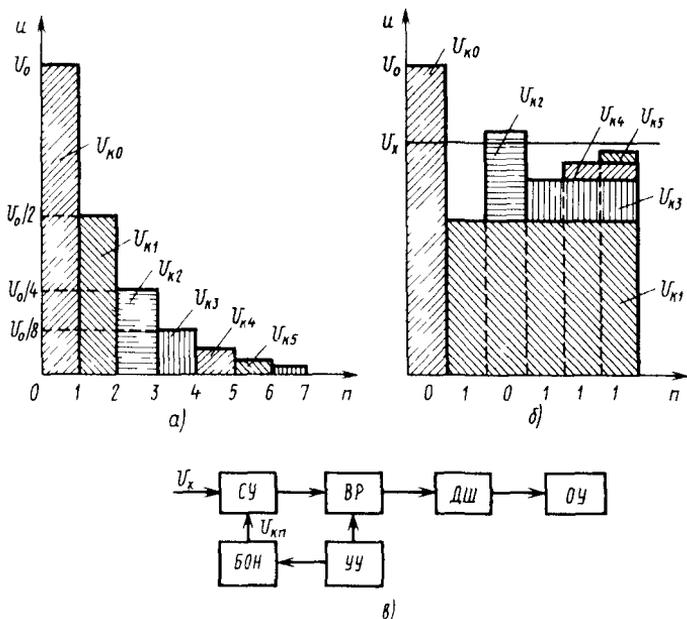


Рис. 19.7. Набор образцовых напряжений (а), методика сличения измеряемого и компенсирующего напряжений (б) и структурная схема цифрового вольтметра с поразрядным уравниванием (в)

образцовых напряжений имеет значения, приведенные на рис. 19.7, а. Как видно из диаграммы,

$$U_x = U_{к1} + U_{к3} + U_{к4} + U_{к5} = U_0 (1/2^1 + 1/2^3 + 1/2^4 + 1/2^5).$$

Обобщая полученный результат, можно записать

$$U_x = U_0 \sum_{n=j}^m 1/2^n, \quad (19.5)$$

где  $j = \alpha, \beta, \gamma, \dots, m$  — номера разрядов, начиная с нулевого, которым приписан код «1».

**Пример 19.1.** Дано: код 10101 при измерении вольтметром с поразрядным уравниванием напряжения  $U_x$ , а также значение  $U_0 = 10$  В. Найти измеренное напряжение  $U_x$ .

**Решение.** Обращаясь к (19.5), для заданного кода получают  $U_x = U_0 (1/2^0 + 1/2^2 + 1/2^4) = 10 \cdot 1,3125 = 13,125$  В.

Структурная схема цифрового вольтметра с поразрядным уравниванием приведена на рис. 19.7, в. К сравнивающему устройству (СУ) подводятся измеряемое напряжение  $U_x$  и набор образцовых компенсационных напряжений, формируемых в блоке образ-

цовых напряжений (БОН). Автоматизация процедуры последовательного сличения  $U_x$  с напряжениями  $U_x$  обеспечивается устройством управления (УУ), содержащим тактовый генератор, счетчик и логические схемы, предназначенные для размещения измеряемой информации в соответствующих разрядах выходного регистра (ВР). Выходной регистр фиксирует код, полученный в результате измерений значений  $U_x$ , и через дешифратор (ДШ) способствует высвечиванию результата на отсчетном устройстве (ОУ).

#### Контрольные вопросы

1. Укажите принципиальные особенности цифровых приборов.
2. Сравните аналоговые и цифровые приборы по точностным показателям
3. Поясните структурную схему цифрового прибора косвенного преобразования измеряемой величины.
4. Изложите типовую методику измерения временного интервала (принцип дискретного счета)
5. Приведите анализ погрешности при дискретном счете
6. Поясните сущность работы цифровых приборов с время-импульсным кодированием
7. Обоснуйте принцип измерения напряжения цифровым вольтметром с частотно-импульсным кодированием
8. Поясните принцип работы цифровых вольтметров с кодоимпульсным уравновешиванием
9. Изложите методику кодирования процедуры сличения напряжений при поразрядном уравновешивании
10. Поясните методику преобразования двоичного кода в измеренное напряжение при поразрядном уравновешивании

# РАЗДЕЛ V

## ЭЛЕКТРОПРИВОД И ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЕ ПРЕДПРИЯТИЙ

### ГЛАВА 20

#### ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

##### § 20.1. НАГРУЗКИ И УРАВНЕНИЕ ДВИЖЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

*Электроприводом* называется устройство, предназначенное для преобразования электрической энергии в механическую и передачи ее рабочему механизму.

Электропривод состоит из электродвигателя, средств управления, автоматики и защиты, а также механизма передачи, соединяющего электродвигатель с рабочим механизмом. Электроприводы различают по видам движения исполнительных органов, типам передаточных устройств, роду тока двигателя, видам преобразовательных устройств, степени управляемости, уровню автоматизации управления и по видам усилительных элементов в управляющем устройстве.

В соответствии с уровнем автоматизации различают неавтоматизированный, автоматизированный и автоматический привод. Электропривод может включать в себя один и более исполнительных двигателей. В первом случае он называется одиночным, во втором — многодвигательным.

При работе электропривода вращающий момент  $M$  на валу двигателя уравнивают *статический момент сопротивления*  $M_c$ , создаваемый нагрузкой рабочего механизма и потерями энергии в передаточном механизме, и *динамический момент вращения*  $M_{\text{дин}}$ , обусловленный изменением частоты вращения двигателя. Тогда уравнение движения электропривода можно записать

$$M = M_c \pm M_{\text{дин}}. \quad (20.1)$$

Знак плюс соответствует увеличению частоты вращения двигателя (пуск), знак минус — уменьшению (остановка)

Динамический момент вращения

$$M_{\text{дин}} = J (d\Omega/dt),$$

где  $J$  — момент инерции тела вращения;  $\Omega$  — угловая скорость вращения.

Момент инерции может быть выражен через маховой момент  $GD^2$ :

$$J = mR^2 = (GD^2/4g),$$

где  $m$  — масса тела;  $R$  — радиус инерции;  $G$  — вес тела;  $D$  — диаметр инерции;  $g$  — ускорение силы тяжести.

Для электропривода моментом инерции является момент инерции всей нагрузки двигателя (двигатель, передаточный механизм и рабочий механизм), приведенный к угловой частоте вращения двигателя  $\Omega$ . Это же относится к маховому моменту. Тогда, с учетом того, что  $\Omega = 2\pi n/60$ , динамический момент вращения

$$M_{\text{дин}} = \frac{GD^2}{375} \frac{dn}{dt},$$

а уравнение движения электропривода (20.1) принимает вид

$$M = M_c \pm \frac{GD^2}{375} \frac{dn}{dt}. \quad (20.2)$$

Рассматривают уравнение (20.2) для трех режимов работы электропривода.

1. *Пуск двигателя.* Длительность переходного режима электропривода и рабочего механизма с неизменным моментом инерции (маховым моментом) движущихся звеньев при изменении частоты вращения от  $n_1$  до  $n_2$  определяется интегрированием основного уравнения движения (20.2):

$$t_{1-2} = \int_{n_1}^{n_2} \frac{GD^2}{375} \frac{dn}{M - M_c}.$$

При пуске двигателя  $n_1 = 0$ , а  $n_2$  примем равной номинальной частоте вращения  $n_{\text{ном}}$ . Тогда время пуска (разгона) электропривода для случая, когда  $M - M_c = M_{\text{дин}}$  остается величиной постоянной, определяется уравнением

$$t_{\text{п}} = \frac{GD^2}{375} \frac{n_{\text{ном}}}{M - M_c}. \quad (20.3)$$

Учитывая, что для асинхронного двигателя во время пуска вращающий момент является величиной переменной, увеличивающейся от пускового момента  $M_{\text{п}}$  до максимального  $M_{\text{max}}$ , а далее уменьшающейся до номинального  $M_{\text{ном}}$ , в уравнении (20.3) можно принять для приближенного расчета, что  $M = M_{\text{cp}} \approx (M_{\text{max}} + M_{\text{п}})/2$ , а  $M_c \approx M_{\text{с ср}}$ . Для более точных расчетов необходимо воспользоваться характеристикой двигателя  $n = f(M)$  (рис. 20.1) и заданной харак-

теристикой статического момента нагрузки  $M_c = f(n)$ . По полученной результирующей характеристике  $M - M_c = f(n)$ , разбивая ее на несколько участков, определяем время разгона для каждого интервала частоты вращения и находят полное время пуска  $t_n = t_1 + t_2 + \dots$ .

2. Установившийся режим работы ( $n = \text{const}$ ). Динамический момент  $M_{\text{дин}}$  равен нулю, так как  $dn/dt = 0$ . Следовательно, уравнение (20.2) принимает вид  $M = M_c$ .

3. Остановка (торможение) двигателя. Здесь могут рассматриваться два случая: 1) двигатель отключается от сети и происходит самоторможение — выбег; 2) осуществляется электрическое торможение двигателя.

В первом случае динамический момент, который при пуске является нагрузочным, становится вращающим моментом и электропривод возвращает запасенную энергию, которая расходуется на трение в подшипниках и других узлах привода.

Можно показать, что время выбега (остановки) при отсутствии нагрузки равно

$$t_{\text{выб}} = \frac{GD^2 n_2}{375 M_{c0}}, \quad (20.4)$$

где  $n_2$  — частота вращения двигателя, при которой он был отключен от сети;  $M_{c0}$  — статический момент холостого хода.

Время выбега характеризует механические потери энергии в системе двигатель — привод — рабочий механизм. Рассматривая однотипные устройства, по времени выбега можно судить о качестве их изготовления, ремонта, наладки и эксплуатации. Чем больше время выбега, тем в лучшем состоянии находится данное устройство. Уравнение (20.4) можно преобразовать следующим образом:

$$P_{\text{мх}} t_{\text{выб}} = K_{\text{в}}, \quad (20.5)$$

где  $P_{\text{мх}}$  — мощность механических потерь энергии при холостом ходе;  $K_{\text{в}}$  — коэффициент выбега, который является постоянной величиной для однотипных устройств.

Зная (или определив экспериментально) мощность электромагнитных потерь энергии  $P_{\text{эмх}}$  двигателя при холостом ходе и измерив мощность холостого хода  $P_x$  исследуемого устройства (при отсут-

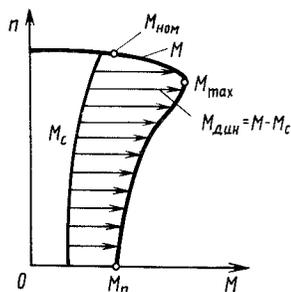


Рис. 20.1. Характеристика асинхронного двигателя  $n = f(M)$  и кривая  $M_c = f(n)$  статического момента (к определению  $M_{\text{дин}}$  и  $t_n$ )

ви нагрузки), определяют мощность механических потерь энергии при холостом ходе  $P_{\text{мх}} = P_{\text{г}} - P_{\text{эмх}}$ . Далее измеряют время выбега и по формуле (20.5) определяют  $K_{\text{в}}$ . Для всех остальных устройств данной группы измеряют  $t_{\text{вмб}}$ , а  $P_{\text{мх}}$  определяют как  $P_{\text{мх}} = K_{\text{в}}/t_{\text{вмб}}$ . По полученным данным анализируют техническое состояние оборудования.

Во втором случае торможение двигателя происходит в результате перевода его в режим генератора. При этом электромагнитный момент двигателя становится тормозящим  $M_{\text{т}}$ . Решая уравнение (20.2) относительно времени торможения  $t_{\text{т}}$ , получают

$$t_{\text{т}} = \frac{GD^2}{375} \int_{n_2}^{n_1} \frac{dn_2}{M_{\text{т}} + M_{\text{с}}}$$

## § 20.2. НАГРЕВАНИЕ И ОХЛАЖДЕНИЕ ДВИГАТЕЛЯ

В электрических машинах конструктивно сочетаются металлы и изоляция — материалы, имеющие резко отличающиеся тепловые характеристики. Металл сохраняет свои рабочие свойства при температуре до 400...500°C и выше. В то же самое время верхний предел допустимого нагрева изоляционных материалов, применяемых в электромашиностроении, в зависимости от класса их нагревостойкости составляет 90...180°C и в редких случаях 200...240°C.

В соответствии с ГОСТ 8865—70 изоляционные материалы разделяют на семь классов нагревостойкости (У, А, Е, В, F, Н, С). В электрических машинах применяются материалы классов Е, В, F. Материалы класса Н используются значительно реже, материалы классов С и А в современных электрических машинах практически не применяются. В табл. 20.1 дана классификация некоторых видов изоляционных материалов по нагревостойкости.

Нагрев электрических машин обусловлен превращением электрических потерь энергии в тепло. Предположим, что за время  $dt$  в электрической машине выделяется тепловая энергия  $dW$ , часть которой  $dW_1$  затрачивается на повышение температуры машины, а остальная часть  $dW_2$  излучается в окружающую среду. В этом случае уравнение теплового баланса имеет вид

$$dW = dW_1 + dW_2. \quad (20.6)$$

Классификация некоторых видов изоляционных материалов по нагревостойкости

Класс материала	Допустимая температура, °С	Характеристика изоляционного материала
А	105	Пропитанные (погружением в жидкий электронизоляционный материал) волокнистые материалы из целлюлозы, хлопка или шелка
Е	120	Некоторые синтетические органические пленки, а также соответствующие данному классу другие материалы и другие сочетания материалов
В	130	Материалы на основе слюды (в том числе на органических подложках), асбеста и стекловолокна, применяемые с органическими связующими и пропитывающими составами
F	155	Материалы на основе слюды, асбеста и стекловолокна, применяемые в сочетании с синтетическими связующими и пропитывающими средствами

Рассмотрим уравнение (20.6) при неизменной нагрузке на валу двигателя, приняв его массу за однородное тело:

$$\Delta P dt = C d\theta + A\theta dt = A\theta_{уст},$$

где  $\Delta P$  — мощность потерь, принятая постоянной на всех интервалах  $dt$ , Вт;  $C$  — теплоемкость двигателя ( $C = cm$ ,  $c$  — удельная теплоемкость, Дж/(кг·°С);  $m$  — масса двигателя, кг;)  $\theta$  — превышение температуры двигателя над температурой окружающей среды, °С;  $A$  — теплоотдача двигателя — количество тепла, отдаваемого поверхностью в окружающую среду при разности температур двигателя и окружающей среды в 1°С, Вт/°С;  $t$  — время;  $\theta_{уст}$  — температура нагрева при установившемся режиме, °С.

Решение этого уравнения дает закон изменения температуры двигателя во времени  $\theta = f(t)$ :

$$\theta = \theta_{уст} (1 - e^{-t/T_n}) + \theta_0 e^{-t/T_n}, \quad (20.7)$$

где  $T_n = C/A$  — постоянная времени нагрева, определяющая скорость нагрева двигателя;  $\theta_0$  — начальное превышение температуры двигателя над окружающей средой.

Если начальное превышение температуры  $\theta_0 = 0$ , уравнение (20.7) принимает вид

$$\theta = \theta_{уст} (1 - e^{-t/T_n}). \quad (20.8)$$

На рис. 20.2 приведены графики  $\theta = f(t)$ . На рис. 20.2, а кривая

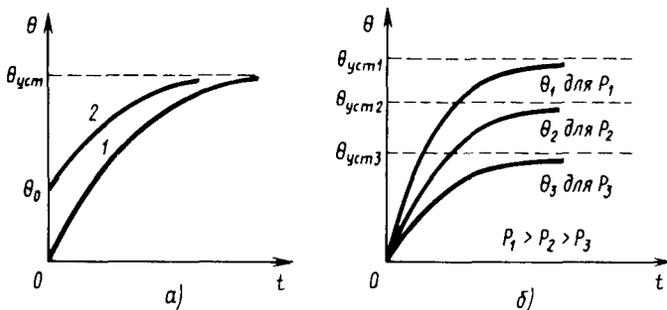


Рис. 20.2. Кривые нагрева двигателя:  
 а — при различных начальных температурах окружающей среды; б — при различных нагрузках двигателя

1 соответствует уравнению (20.8), когда двигатель до включения в сеть имел температуру, равную температуре окружающей среды. Кривая 2 соответствует уравнению (20.7), когда начальная температура двигателя превышает температуру окружающей среды. На рис. 20.2, б даны кривые, построенные по уравнению (20.8) для различных нагрузок двигателя.

При отключении двигателя от сети температурная кривая его охлаждения описывается уравнением

$$\theta = \theta_{уст} e^{-t/T_0},$$

где  $\theta_{уст}$  — температура двигателя в момент отключения его от сети;  $T_0 = C/A_0$  — постоянная времени охлаждения;  $A_0$  — теплоотдача неподвижного двигателя.

Номинальные режимы работы электрооборудования (двигатели, генераторы, трансформаторы и др.) обусловлены допустимым температурным режимом изоляции. Превышение нагрузки двигателей сверх номинальной приводит к росту температуры нагрева выше допустимой, а следовательно, к сокращению срока службы двигателей, который при номинальной нагрузке составляет 15...20 лет. При расчетах температура окружающей среды принимается равной 40°C. При этом превышение температуры нагрева двигателей (в зависимости от класса изоляции) допускается от 65 до 140°C. Если двигатель работает в помещении с температурой выше 40°C, его нагрузка должна быть меньше номинальной. При температуре окружающей среды ниже 40°C нагрузка двигателя может превышать номинальную.

### § 20.3. ВЫБОР ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ И РЕЖИМЫ ЕГО РАБОТЫ

Выбор электродвигателя осуществляется по роду тока и напряжению, конструктивному исполнению, мощности и режимам работы.

**Выбор по роду тока.** Широкое распространение получили асинхронные и синхронные двигатели переменного тока. Наиболее простыми в эксплуатации и надежными в работе являются асинхронные двигатели, применяемые для электроприводов промышленных рабочих механизмов (станочное оборудование, подъемные устройства и др.). Однако эти двигатели не могут обеспечить достаточный диапазон регулирования частоты вращения. Синхронные двигатели применяются для рабочих механизмов с продолжительным режимом работы, с редкими включениями и малыми нагрузками при пуске, например, в электроприводе, не требующем регулирования частоты вращения, с нагрузками  $P \geq 100$  кВт. Двигатели постоянного тока используются реже и в тех случаях, когда двигатели переменного тока не обеспечивают необходимых характеристик рабочего механизма (особенно при регулировании частоты вращения в широком диапазоне) либо не экономичны.

**Выбор по конструктивному исполнению** учитывает условия эксплуатации электропривода, под которыми следует понимать в первую очередь воздействие климатических факторов окружающей среды, а также способ охлаждения и особенности монтажа двигателя.

**Правильный выбор электродвигателя по мощности** обуславливает надежность его работы в электроприводе и энергетические показатели в процессе эксплуатации. Номинальная мощность двигателя определяется его нагревом, а от температуры нагрева зависит состояние электроизоляции, т. е. техническое состояние самого двигателя.

Нагрев электродвигателя определяется режимом его работы, т. е. соотношением длительности периодов работы и пауз между ними или периодов работы с полной и частичной нагрузкой, частотой включения двигателя и характером протекания переходных процессов. В зависимости от времени включения двигателя, соотношения продолжительности работы и пауз, а также от характера изменения нагрузки работа электрических двигателей может происходить в продолжительном, кратковременном, повторно-кратковременном и перемежающемся режимах.

При *продолжительном режиме* работы (условное обозначение S1) время работы двигателя при практически неизменной нагрузке и температуре охлаждающей (охлаждающей) среды достаточно для нагрева его до установившегося значения (рис. 20.3, а). К продолжительному режиму может относиться и переменная нагрузка (рис. 20.3, б), если за время работы двигатель достигнет установившейся температуры нагрева.

При *кратковременном режиме* работы (условное обозначение S2) периоды неизменной нагрузки чередуются с периодами отключения двигателя (рис. 20.3, в), причем за время работы температура частей двигателя не успевает достигнуть установившегося значения, а за время пауз (отключения) двигатель охлаждается до температуры окружающей среды.

ГОСТом установлена длительность периодов работы в данном режиме: 10, 30, 60 и 90 мин. Она должна быть указана в условном обозначении режима работы, например: S2=30 мин, S2=60 мин

*Повторно-кратковременный режим* (условные обозначения S3, S4 и S5) отличается

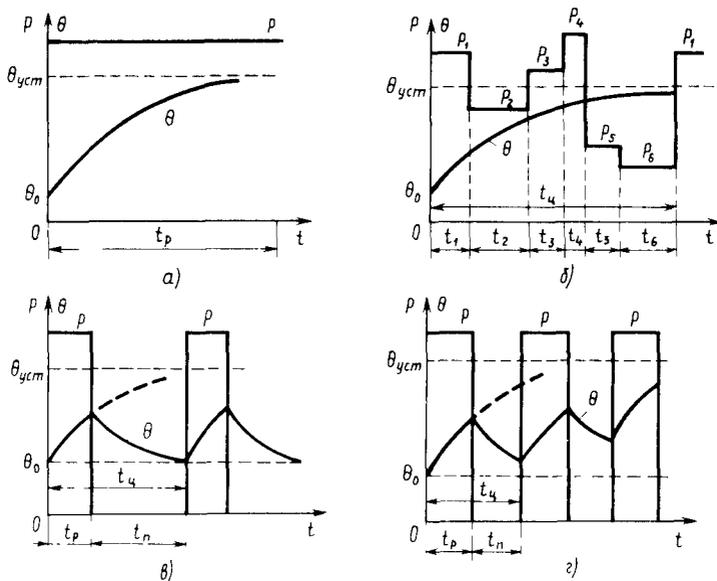


Рис. 20.3. Нагрузочные диаграммы и кривые нагрева двигателя при различных режимах его нагрузки:

*a* — продолжительный режим неизменяющейся нагрузки; *б* — продолжительный режим с изменяющейся нагрузкой; *в* — кратковременный режим нагрузки; *г* — повторно-кратковременный режим нагрузки

ся от кратковременного регламентированными продолжительностью включения под неизменную нагрузку и длительностью периодов отключения (пауз), причем время работы всегда меньше времени, необходимого для нагрева двигателя до установившейся температуры, а время пауз меньше времени, необходимого для его остывания (до температуры окружающей среды) (рис. 20.2, 2). Двигатели, выпускаемые промышленностью для такого режима работы, характеризуются продолжительностью включения (ПВ), которая устанавливается (в %) по продолжительности одного цикла работы:

$$\text{ПВ} = \frac{t_p}{t_p + t_n} \cdot 100, \quad (20.9)$$

где  $t_p$  — время работы двигателя;  $t_n$  — время паузы.

В условном обозначении режима работы указывают продолжительность включения в процентах, например: S3-25%, S3-40%.

В повторно-кратковременном режиме S4 работают двигатели с частыми пусками, при которых длительность одного цикла зависит от числа включений в час (30, 60, 120 или 240) при определенном коэффициенте инерции  $FI$ , равном 1,2; 1,6; 2,5; 4,0; 6,3 или 10. Коэффициент инерции — это отношение суммы момента инерции ротора двигателя и приведенного к валу двигателя момента инерции приводного механизма к моменту инерции ротора. Для такого режима в условном обозначении указывается ПВ, число включений в час и коэффициент инерции, например S4-25%, 120 включений в час,  $FI=2,0$ . Для такого двигателя длительность каждого цикла составляет  $60/120=0,5$  мин, из которых время пуска и время работы равно 25%, т. е. 7,5 с, а время паузы  $t_n=22,5$  с.

Повторно-кратковременный режим с частыми пусками и электрическим торможением S5 отличается от рассмотренного выше тем, что в конце каждого цикла происходит электрическое торможение двигателя. Эксплуатация двигателей рассчитана при коэффициентах инерции 1,2; 1,6; 2,0; 2,5 и 4,0. Продолжительность включения определяется из соотношения

$$ПВ = \frac{t_{\text{пус}} + t_p + t_{\text{эт}}}{t_{\text{пус}} + t_p + t_{\text{эт}} + t_n} 100,$$

где  $t_{\text{пус}}$  -- время пуска;  $t_{\text{эт}}$  -- время электрического торможения.

При выборе двигателя по мощности основными исходными данными являются нагрузочные характеристики электропривода (нагрузочные диаграммы) [ $P=f(t)$ ,  $M=f(t)$  или  $I=f(t)$ ], которые могут быть заданы в виде графика или таблицы. Построение нагрузочных диаграмм рассматривается в специальной литературе по электроприводу. В дальнейшем будем пользоваться заданными диаграммами.

**Выбор двигателя по мощности для различных режимов работы.** В *продолжительном режиме* для электропривода, работающего с неизменной нагрузкой, мощность двигателя выбирается по мощности рабочего механизма.

**Пример 20.1.** Подобрать двигатель, частота вращения которого  $n_0 = 1500$  об/мин, для вентилятора производительностью  $N = 15$  м<sup>3</sup>/с, напор которого  $H = 700$  Н/м<sup>2</sup>; кпд вентилятора  $\eta_v = 0,68$ , передаточного механизма  $\eta_n = 0,95$ .

*Решение.* Мощность двигателя определяется по формуле

$$P = (NH)/(\eta_v \eta_n) = (15 \cdot 700)/(0,68 \cdot 0,95) = 16\,250 \text{ Вт} = 16,25 \text{ кВт}.$$

Учитывая коэффициент запаса  $k = 1,1 \dots 2,0$  (чем меньше мощность двигателя, тем коэффициент запаса берется меньшей величины),  $P_d = kP = 1,13 \cdot 16,25 = 18,36$  кВт.

По каталогу выбираем асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором серии 4А160, технические данные которого следующие: номинальная мощность  $P_{\text{ном}} = 18,5$  кВт; синхронная частота вращения  $n_0 = 1500$  об/мин; скольжение  $S_{\text{ном}} = 2,7\%$ ; кпд  $\eta_{\text{ном}} = 90\%$ ,  $\cos \varphi_{\text{ном}} = 0,88$ ; кратность пускового тока  $I_n/I_n = 7$ . Отношение моментов  $M_{\text{max}}/M_{\text{ном}} = 2,2$ ;  $M_p/M_{\text{ном}} = 1,4$ ;  $M_{\text{пnp}}/M_{\text{ном}} = 1$ . Частота вращения ротора  $n_{\text{ном}} = n_0 (1 - S_n) = 1500 (1 - 0,027) = 1460$  об/мин.

**Пример 20.2.** Подобрать асинхронный двигатель для привода горизонтального ленточного конвейера, скорость движения которого  $v = 180$  м/мин; рабочая длина  $l = 250$  м; кпд передачи  $\eta_p = 0,9$ ; коэффициент трения в подшипниках  $f = 0,1$ . Частота вращения двигателя  $n = 1450$  об/мин.

Мощность двигателя определяется формулой

$$P_d = \frac{vfl}{367 \eta_p} = \frac{180 \cdot 0,1 \cdot 250}{367 \cdot 0,9} = 13,6 \text{ кВт}.$$

По каталогу выбирают двигатель серии 4А160 ( $P_{\text{ном}} = 15$  кВт; номинальное скольжение  $S_n = 2,7\%$ ).

Для электропривода, работающего с переменной нагрузкой, при которой температура нагрева двигателя достигает установившегося состояния, мощность двигателя рассчитывают методами средних потерь или эквивалентных величин. Метод средних потерь более точный, но и более трудоемкий. Удобнее пользоваться методом эквивалентных величин. В зависимости от заданного графика нагрузки  $P=f(t)$ ,  $M=f(t)$  или  $I=f(t)$  определяют среднеквадратичные величины, которые называют эквивалентными:

$$P_{\text{эKB}} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^n (P_k^2 t_k)}{t_{\text{ц}}}},$$

$$M_{\text{эKB}} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^n (M_k^2 t_k)}{t_{\text{ц}}}},$$

$$I_{\text{эKB}} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^n (I_k^2 t_k)}{t_{\text{ц}}}},$$

где  $t_{\text{ц}} = t_1 + t_2 + \dots + t_n$  — полное время цикла работы.

**Пример 20.3.** Определить необходимую мощность двигателя для электропривода, режим работы которого задан нагрузочной диаграммой  $P=f(t)$  (рис 20 4, а) Частота вращения двигателя 2900 об/мин

*Решение* Мощность находят по формуле

$$P_{\text{эKB}} = \sqrt{\frac{P_1^2 t_1 + P_2^2 t_2 + P_3^2 t_3 + P_4^2 t_4 + P_5^2 t_5}{t_1 + t_2 + t_3 + t_4 + t_5}} = \sqrt{\frac{8^2 \cdot 3 + 5^2 \cdot 4 + 7^2 \cdot 2 + 9^2 \cdot 2 + 6^2 \cdot 2}{3 + 4 + 2 + 2 + 2}} = 6,93 \text{ кВт}$$

Ближайший по мощности асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором для синхронной частоты вращения  $n_0 = 3000$  об/мин 4А112 ( $P_{\text{ном}} = 7,5$  кВт).

Если нагрузочная диаграмма задана моментом  $M=f(t)$ , определяют эквивалентный момент  $M_{\text{эKB}}$ , а затем эквивалентную рабочую мощность по формуле

$$P_{\text{эKB}} = M_{\text{эKB}} n / 9550. \quad (20.10)$$

Из теории асинхронных двигателей известно, что вращающий момент двигателя пропорционален квадрату питающего напряжения:  $M = C_M U_{\phi}^2$  (см. гл. 8), где  $C_M$  — конструктивный коэффициент

момента ( $C_M$  зависит и от скольжения);  $U_\phi$  — фазное напряжение. Понижение напряжения в сетях, питающих асинхронные двигатели, допускается до 10%. Поэтому необходимо проверять пусковой и максимальный моменты выбранного двигателя при понижении напряжения питающей сети.

Момент при пониженном напряжении

$$M' = M_{\text{ном}} (U_\phi / U_{\phi \text{ ном}})^2,$$

где  $M_{\text{ном}}$  — момент при номинальном напряжении;  $U_{\phi \text{ ном}}$  — номинальное фазное напряжение;  $U_\phi$  — пониженное фазное напряжение.

Для примера 20 1

$$M_{\text{ном}} = 9550 P_{\text{ном}} / n_{\text{ном}} = 9550 \cdot 18,5 / 1460 = 121 \text{ Н м},$$

$$M_{\text{мах}} = 2,2 M_{\text{ном}} = 2,2 \cdot 121 = 266,2 \text{ Н м},$$

$$M_{\text{п}} = 1,4 M_{\text{ном}} = 1,4 \cdot 121 = 169,4 \text{ Н м}$$

При понижении напряжения на 10%

$$M_{\text{п}} = 137,2 \text{ Н м}, \quad M_{\text{мах}} = 215,6 \text{ Н м}$$

Пуск двигателя возможен при понижении напряжения на 10%, так как пусковой момент в этом случае больше номинального.

Перегрузочная способность

$$M_{\text{мах}} / M_{\text{ном}} = 215,6 / 121 = 1,78.$$

Двигатели для *кратковременного режима работы* электропривода выбирают по номинальной мощности, которая должна быть равна мощности нагрузки с учетом длительности работы. Стандартные допустимые значения продолжительности работы двигателей, выпускаемых промышленностью для кратковременной работы, составляют 10, 30, 60, 90 мин. При отсутствии двигателей кратковременного режима работы можно использовать двигатели повторно-кратковременного режима, принимая, что длительность работы 30 мин соответствует ПВ=15%, 60 мин соответствует ПВ=25%, а 90 мин соответствует ПВ=40%. В крайнем случае

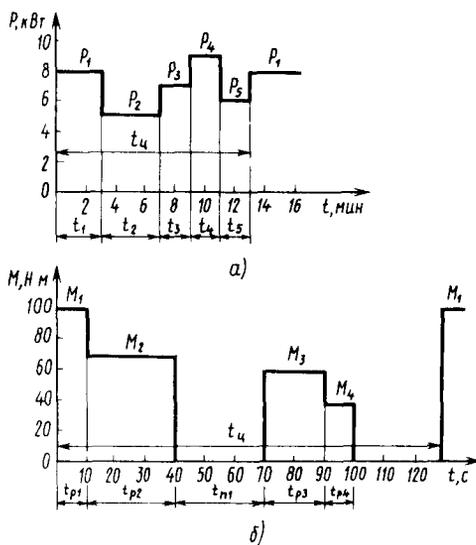


Рис 20.4. Нагрузочные диаграммы двигателя к примерам 20.3 (а) и 20.4 (б)

возможно применение двигателей для продолжительного режима работы с  $P_{\text{ном}} < P_{\text{раб}}$  и последующей их проверкой на тепловой режим.

*Повторно-кратковременный режим* характеризуется продолжительностью включения (ПВ). Для определения мощности двигателя находят эквивалентную мощность нагрузки  $P_{\text{эр}}$  ( $M_{\text{эр}}$ ,  $I_{\text{эр}}$ ) за рабочее время:

$$P_{\text{эр}} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^n (P_{\text{r}}^2 t_{\text{рк}})}{t_{\text{р}}}}, \quad M_{\text{эр}} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^n (M_{\text{r}}^2 t_{\text{рк}})}{t_{\text{р}}}}, \quad I_{\text{эр}} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^n (I_{\text{r}}^2 t_{\text{рк}})}{t_{\text{р}}}},$$

где  $t_{\text{р}} = \sum_{k=1}^n t_{\text{рк}}$ .

Затем рассчитывают продолжительность включения ПВ по формуле (20.9) и по каталогу выбирают двигатель.

**Пример 20.4.** Определить необходимую мощность асинхронного двигателя для привода механизма, работающего в повторно-кратковременном режиме, нагрузочный момент которого задан диаграммой (рис. 20.4, б). Частота вращения двигателя 720 об/мин.

*Решение.* Определяют эквивалентный рабочий момент

$$M_{\text{эр}} = \sqrt{\frac{M_1^2 t_{\text{р1}} + M_2^2 t_{\text{р2}} + M_3^2 t_{\text{р3}} + M_4^2 t_{\text{р4}}}{t_{\text{р1}} + t_{\text{р2}} + t_{\text{р3}} + t_{\text{р4}}}} =$$

$$= \sqrt{\frac{100^2 \cdot 10 + 70^2 \cdot 30 + 60^2 \cdot 20 + 40^2 \cdot 10}{10 + 30 + 20 + 10}} = 69,2 \text{ Н м.}$$

Находят продолжительность включения

$$\text{ПВ}_{\text{р}} = \frac{t_{\text{р}}}{t_{\text{р}} + t_{\text{н}}} \cdot 100 = \frac{10 + 30 + 20 + 10}{10 + 30 + 20 + 10 + 30 + 30} \cdot 100 = 54\%.$$

Для рассчитанного ПВ = 54% можно выбрать двигатель с ПВ = 40% или с ПВ = 60%.

Эквивалентную расчетную мощность вычисляют по формуле (20.10)

$$P_{\text{эр}} = (M_{\text{эр}}/9550) = (69,2 \cdot 720)/9550 = 5,2 \text{ кВт.}$$

Если рассчитанная ПВ отличается от стандартной, необходимо пересчитать эквивалентную мощность по формуле

$$P_{\text{эр}} = P_{\text{эр}} \sqrt{\text{ПВ}_{\text{р}}/\text{ПВ}},$$

где  $\text{ПВ}_{\text{р}}$  - расчетная продолжительность включения; ПВ - стандартная продолжительность включения для двигателя.

Для двигателя с ПВ=40%  $P_{\text{эп}} = 5,2\sqrt{54/40} = 6,04$  кВт.

Для двигателя с ПВ=60%  $P_{\text{эп}} = 5,2\sqrt{54/60} = 4,93$  кВт.

По каталогу для  $P_{\text{эп}} = 6,04$  кВт и ПВ=40% можно выбрать асинхронный двигатель 4АС132М8УЗ с  $P_{\text{ном}} = 6$  кВт, а для  $P_{\text{эп}} = 4,93$  кВт и ПВ=60% — асинхронный двигатель 4АС132М с  $P_{\text{ном}} = 5$  кВт.

Асинхронный двигатель с короткозамкнутой обмоткой ротора имеет большой пусковой ток, превышающий номинальный в 3,5...7,5 раза. Чтобы избежать больших пусковых токов (особенно для двигателей большой мощности), применяют асинхронные двигатели с фазным ротором, выбирая сопротивление пускового ротора из условия, что  $I_{\text{пус}} = (2...2,5) I_{\text{ном}}$ .

## § 20.4. УПРАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

**Общие сведения.** В процессе работы электропривода необходимо осуществлять пуск, торможение, реверсирование (изменение направления вращения), поддержание определенного режима работы или изменение режима по заданной программе, т. е. управлять электроприводом.

В схемах управления приводом предусматривается также выполнение функций защиты, блокировки, сигнализации. Обеспечивается защита от короткого замыкания и перегрузок двигателя, значительных отклонений напряжения от заданной величины, от самопроизвольных включений и отключений двигателя.

Перечисленные операции осуществляются с помощью аппаратов управления, которые в зависимости от назначения можно подразделить на три группы: коммутационные аппараты (рубильники, выключатели, переключатели, контакторы и др.); защитные аппараты (плавкие предохранители, различные реле и разрядники для защиты от перенапряжений); командоаппараты (кнопки управления для замыкания и размыкания в цепях управления, командоконтроллеры для осуществления сложных переключений в цепях управления, путевые и конечные выключатели для замыкания и размыкания в цепях управления при достижении рабочими органами механизма определенных положений).

В зависимости от способа приведения в действие различают ручное и автоматическое управление.

Аппараты ручного управления применяются для управления коммутирующими устройствами и оперативного включения и отключения приводов малой мощности. К ним относятся кнопочные, нажимные и вытяжные выключатели, конечные выключатели и др. Ручное управление применяется в простейших случаях неавтоматизированного производства и только для приводов, установленных в помещениях с нормальными для оператора условиями работы,

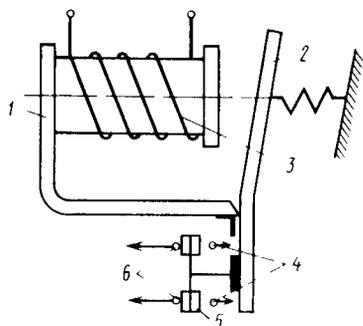


Рис. 20.5. Устройство электромагнитного реле:

1 сердечник; 2 якорь, 3 обмотка; 4, 5, 6 контакты

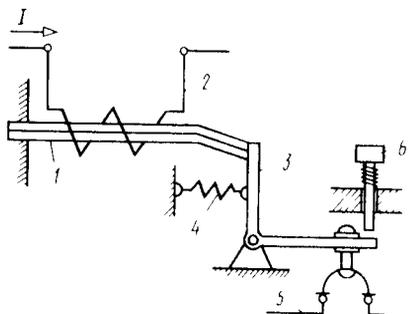


Рис. 20.6. Устройство теплового реле

1 биметаллическая пластинка; 2 нагревательная спираль; 3 рычаг; 4 пружина; 5 контакты; 6 кнопка возврата

когда не возникает опасности поражения электрическим током, не требуется больших физических усилий, быстрей действия, большого количества операций. Аппараты ручного управления приводятся в действие непосредственно усилиями оператора.

В схемах автоматического и автоматизированного управления применяют автоматы, различные по назначению, принципу действия и устройству. К ним относятся разнообразные реле, контакторы, магнитные пускатели, путевые выключатели

Большую группу аппаратов управления и защиты составляют реле. С помощью реле управления достигается автоматизация пуска, торможения, реверсирования, изменения скорости электропривода. Реле защиты служат для отключения двигателя от сети при возникновении опасных режимов работы.

**Аппаратура управления.** Наиболее широко используются в практике электромагнитные реле, подвижные контакты которых замыкаются или размыкаются под действием силы тяги электромагнита. Весьма разнообразные по назначению и конструкции электромагниты имеют следующие основные части (рис. 20.5): магнитопровод, состоящий из неподвижной части — сердечника 1 и подвижной части — якоря 2, а также обмотки 3. При включении электромагнита в электрическую цепь переменного или постоянного тока якорь притягивается к сердечнику, вызывая перемещение подвижных контактов 5, которые осуществляют соответствующие переключения, размыкая контакты 6 и замыкая контакты 4.

В тех схемах управления, где аппараты должны включаться в определенной последовательности с необходимыми интервалами времени, используются электромагнитные реле времени. В указанных реле применяются электромагниты с замедлением срабатывания, для чего на магнитопроводе имеются массивные гильзы из меди, латуни или алюминия, что увеличивает время отпущения

якоря. В конструкции таких реле предусмотрена возможность регулировать необходимую выдержку времени в определенных пределах.

Для защиты двигателей от перегрузок используют тепловые реле (рис. 20.6), а от коротких замыканий — плавкие вставки. Основным элементом теплового реле — биметаллическая пластина 1, представляющая собой спай двух металлов с резко различными коэффициентами теплового расширения. Биметаллическая пластина нагревается теплом, излучаемым спиралью 2, по которой проходит ток двигателя. Пластина 1 от нагревания настолько деформируется, что рычаг 3, освободившись от опоры, поворачивается под действием пружины 4 вокруг оси и размыкает контакты 5, что приводит к отключению двигателя от электрической сети. Нажатием кнопки 6 реле возвращается в исходное положение.

Наиболее распространенным коммутационным аппаратом является контактор — выключатель с электромагнитным управлением. Включение этого аппарата происходит за счет силы тяги электромагнита, а отключение — под действием пружины или силы тяжести.

На рис. 20.7 показано устройство контактора постоянного тока. Контактор содержит главные контакты: неподвижный 2, прикрепленный к основанию 1, и подвижный 3, который может поворачиваться вместе с рычагом 4 вокруг оси 5. Под действием вспомогательного тока в катушке 7 к ее сердечнику 8 притягивается якорь 9 и замыкает главные контакты. Рабочий ток проходит через замкнутые контакты и гибкую перемычку 6. Кроме главной цепи контактор замыкает или размыкает вспомогательные контакты 10 и 11, служащие для выполнения операций управления. Контакты 10 — размыкаются при включении контактора, а 11 — замыкаются. Замыкание и размыкание этих контактов осуществляется контактным мостиком 12, связанным с якорем 9. Если прекратить подачу тока в катушку 7, главные, а также вспомогательные контакты 11 разомкнутся, а вспомогательные контакты 10 замкнутся. При размыкании главных контактов, через которые проходит рабочий ток, может возникнуть электрическая дуга. Для ее интенсивного гашения на контакты надевают дугогасительную камеру с решеткой из медных пластин. На практике широкое распространение получил магнитный пускатель, представляющий собой контактор со встроенными в него тепловыми реле для защиты двигателя от перегрузок.

В более сложных схемах управления электроприводом для включений и переключений в цепях управления используют командоаппараты. Часть этих аппаратов приводится в действие вручную (кнопки управления, универсальные переключатели). Положение других командоаппаратов (путевые и конечные выключатели) изменяется с помощью самого работающего механизма при достижении его рабочими органами определенных положений.

На рис. 20.8 изображена схема управления нереверсивным асинхронным двигателем с короткозамкнутым ротором. Аппаратура

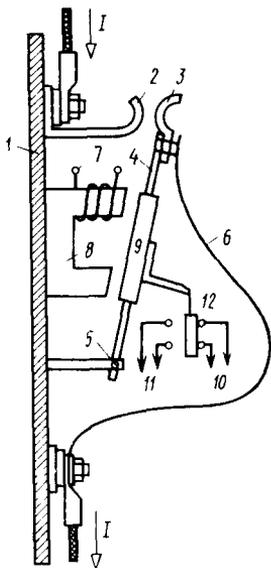


Рис. 20.7. Устройство контактора:

1 — основание контактора; 2 — неподвижный рабочий контакт; 3 — подвижный рабочий контакт; 4 — рычаг; 5 — ось вращения; 6 — гибкая токопроводящая перемычка; 7 — катушка; 8 — сердечник; 9 — якорь; 10, 11 — контакты управления, 12 — контактный мостик

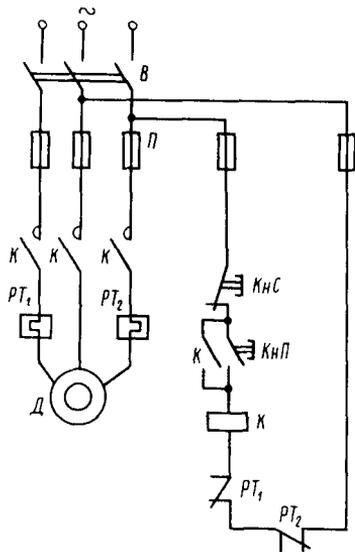


Рис. 20.8. Схема управления пуском нереверсивного асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором

управления и защиты состоит из магнитного пускателя, включающего в себя контактор  $K$  переменного тока и два тепловых реле  $РТ_1$  и  $РТ_2$ , смонтированных в одном кожухе, кнопку пуска  $КнП$  и кнопку остановки двигателя  $КнС$ , а также плавкие предохранители  $П$  для защиты силовых цепей и двигателя от коротких замыканий.

Рассмотрим работу схемы управления. При включении выключателя (рубильника)  $B$  схема готова к работе. Нажатием кнопки  $КнП$  подают напряжение на обмотку контактора  $K$ , который срабатывает, замыкает свои главные контакты и присоединяет двигатель к сети. Одновременно замыкается блокировочный контакт контактора и шунтируется кнопка  $КнП$ . Это позволяет отпустить кнопку  $КнП$ . Для остановки двигателя нажимают кнопку  $КнС$ . Цепь катушки контактора размыкается и его контакты отключают двигатель от сети.

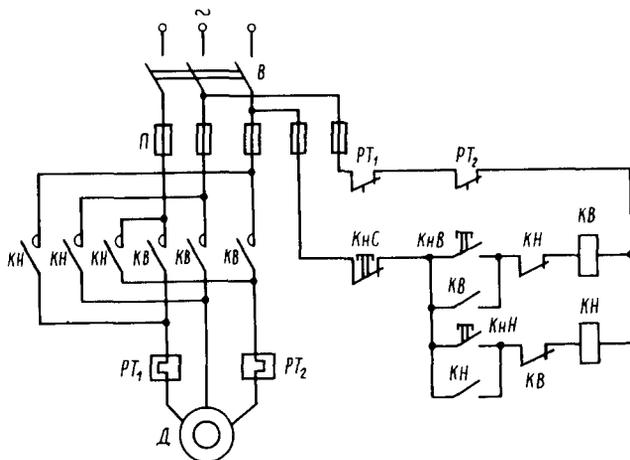


Рис 20.9. Схема управления пуском реверсивного асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором

Выключатель *В* служит для снятия напряжения с установки после окончания рабочего дня или для производства ремонта.

При перегрузке двигателя срабатывают тепловые реле, контакты которых *РТ<sub>1</sub>* и *РТ<sub>2</sub>* размыкают цепь обмотки контактора и двигатель отключается от сети. Предусмотрена также «нулевая защита» при значительном снижении напряжения сети или при его исчезновении контактор отключается и отсоединяет двигатель от сети.

На рис. 20.9 показана схема управления реверсивного асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором с помощью реверсивного магнитного пускателя. Реверсивный магнитный пускатель имеет два контактора, один из которых *КВ* включает двигатель «вперед», другой *КН* — «назад». В остальном управление осуществляется аналогично описанному для схемы рис. 20.8.

Широкое применение в системах управления электроприводом получили электронные приборы. Для управления двигателями используют тиристоры. Для пуска асинхронных двигателей применяют тиристорные пускатели, которые не имеют подвижных частей и обладают более высокой надежностью.

На рис. 20.10 дана схема тиристорного реверсивного пускателя. Пускатель снабжен максимальной токовой защитой и тепловой защитой от перегрузок. Силовая часть пускателя состоит из тириستоров, включенных встречно-параллельно в каждую фазу и обеспечивающих бесконтактное включение и отключение двигателя.

В исходном положении все тиристоры закрыты и находятся под напряжением. При замыкании кнопки включения *В* (вперед) срабатывает реле *В* и соединяет управляющие электроды включенных встречно-параллельно тириستоров *VS1* и *VS2*, *VS3* и *VS4*, *VS5* и *VS6*. Предположим, что положительная полуволна напряжения

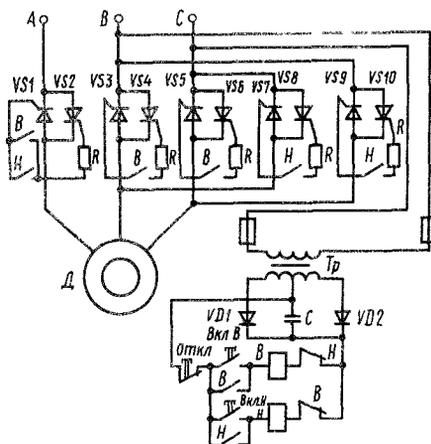


Рис. 20.10. Схема тиристорного реверсивного пускателя

работает. Аналогично работают тиристоры в фазах *B* и *C*.

Для реверсирования (изменения направления вращения) замыкают кнопку включения *H* (назад). Работают тиристоры *VS1* и *VS2*, *VS7* и *VS8*, *VS9* и *VS10*.

Импульсы управления, длительность которых равна времени отпирания тиристорov, поступают на управляющие электроды в начале каждой положительной полуволны напряжения. Токи через контакты *B* и *H* незначительны, и срок службы этих контактов определяется только их механической износоустойчивостью.

Условные графические изображения наиболее часто встречающихся элементов управления и защиты приведены в табл. 20.2. Всем элементам одного и того же аппарата присваивают одинаковые буквенные обозначения.

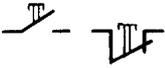
Таблица 20.2

Обозначения некоторых элементов управления электроприводами

Наименование	Обозначение по ГОСТ 2.756—76
Обмотки контактора, магнитного пускателя или реле	
Тепловое биметаллическое реле	
Контакты контактора, пускателя, контроллера: замыкающий размыкающий	

фазы *A* приложена к аноду тиристора *VS1*. Тогда положительный управляющий импульс, пройдя переход тиристора *VS2*, добавочное сопротивление *R* и замкнутый контакт *B*, поступит на управляющий электрод тиристора *VS1* который откроется и произведет подключение двигателя к напряжению сети. При этом напряжение в анодной цепи тиристора (между анодом и катодом) станет меньше 1 В и произойдет обесточивание цепи управления тиристором *VS1*.

После уменьшения тока через тиристор *VS1* до нуля он закрывается, а положительная полуволна напряжения окажется приложенной к аноду тиристора *VS2*. Это приведет к возникновению тока в цепи управления тиристором *VS2* (по аналогии с рассмотренным выше управлением тиристором *VS1*), который откроется, и двигатель будет подключен к сети тиристором *VS2*. Далее все повто-

<p>Контакты реле замыкающий размыкающий</p>	
<p>Предохранитель</p>	
<p>Кнопки с замыкающими и размыкающими контактами</p>	
<p>Выключатель автоматический</p>	
<p>Контакт замыкающий с выдержкой времени при замыкании</p>	
<p>Контакт замыкающий с выдержкой времени при размыкании</p>	
<p>Контакт размыкающий с выдержкой времени при замыкании</p>	
<p>Контакт размыкающий с выдержкой времени при размыкании</p>	

### Контрольные вопросы

1. Какое устройство называют электрическим приводом и из каких элементов оно состоит?

2. Из чего состоит нагрузка электропривода при пуске и в установившемся режиме?
3. Какой нагрузочный момент называется динамическим и от чего он зависит?
4. Напишите уравнение движения электропривода и объясните физические процессы, которые оно выражает.
5. Объясните, как происходят пуск и остановка электропривода.
6. От чего зависит время разгона (пуска) двигателя электропривода?
7. Какой режим электропривода называют выбегом?
8. Какое влияние оказывает нагрузка двигателя на его нагрев?
9. Какие требования предъявляют к двигателю при его выборе?
10. Назовите режимы работы электропривода.
11. Как пользоваться при выборе мощности двигателя методом эквивалентных величин?
12. Каковы особенности выбора мощности двигателя при повторно-кратковременном режиме?
13. На чем основан принцип работы электромагнитных реле?
14. Для чего применяются тепловые реле и как они устроены?
15. Как устроен контактор?
16. Объясните схему управления пуском и отключением неререверсивного асинхронного двигателя.
17. Объясните схему управления реверсивным асинхронным двигателем и принцип работы тиристорного реверсивного пускателя.

## ГЛАВА 21

### ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЕ ПРЕДПРИЯТИЙ

#### § 21.1. ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ.

##### ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ, ВНУТРЕННИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СЕТИ

Система электроснабжения предприятий включает в себя электрические станции, трансформаторы, линии электропередачи и низковольтные электрические сети.

Электрические станции предназначены для производства электрической энергии путем преобразования первичных источников энергии (уголь, газ, нефть, урановый концентрат, гидроэнергия, солнечная энергия и т. п.) в электрическую энергию. Генераторами электрической энергии являются синхронные электрические машины, напряжение которых не превышает 35 кВ (более высокое напряжение приводит к значительному увеличению затрат на изоляцию, что экономически не выгодно).

Трансформаторы служат для повышения выходного напряжения на электростанциях и понижения его на электрических подстанциях, предназначенных для преобразования и распределения электрической энергии по потребителям.

Линии электропередачи (ЛЭП) передают вырабатываемую на электростанциях электрическую энергию электрическим трансформаторным подстанциям. ЛЭП могут выполняться как воздушными, так и кабельными.

Низковольтные электрические сети снабжают питанием непо-

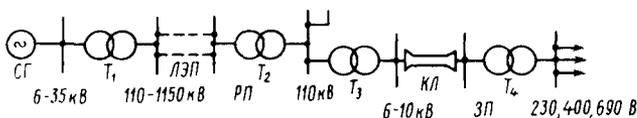


Рис. 21.1. Упрощенная принципиальная схема электроснабжения:  
 СГ — синхронные генераторы электростанции, Т<sub>1</sub> — повышающие трансформаторы электростанции, ЛЭП — линия электропередачи, РП — районная подстанция (понижающие трансформаторы), КЛ — кабельная линия, ЗП — заводская подстанция

средственно потребителей электрической энергии (двигатели, осветительные приборы и др.).

На рис. 21.1 изображена упрощенная принципиальная схема электроснабжения (передача и распределение электрической энергии) от электростанции к электроприемникам.

Принятые в соответствии с ГОСТ 211228—75 стандартные напряжения системы электроснабжения приемников предприятий представлены в табл. 21.1.

Таблица 21.1

Напряжение постоянного тока, В		Напряжение переменного тока частотой 50 Гц, В			
Источник	Приемник	Источник		Приемник	
		однофазный	трехфазный	однофазный	трехфазный
28,5	27	42	42	40	40
115	110	230	230	220	220
230	220	400	400	380	380
460	440	690	690	660	660

При напряжении больше 1 кВ в соответствии с ГОСТ 721—77 приняты следующие стандартные напряжения: 3, 6, 10, 20, 35, 110, 150, 220, 330, 500, 750, 1150 кВ.

Для питания электроосвещения и бытовых приемников применяют четырехпроводные сети напряжением 380/220 В (в некоторых районах пока сохранилось напряжение 220/127 В). В трехфазных сетях напряжением 380/220 В с глухозаземленной нейтралью групповые линии освещения выполняют двухпроводными (однофазными), трехпроводными (двухфазными) и четырехпроводными (трехфазными с нейтральным проводом). Каждый светильник в групповой линии подключают к линейному и нейтральному проводам. Нейтральный провод нескольких линий, подключаемых к общей гирсе, можно объединить в один нейтральный провод.

Для питания электродвигателей небольшой мощности (до 100... 150 кВт) применяют напряжение 380 В, в стадии внедрения находится система напряжением 660 В.

Согласно правилам устройства электроустановок (ПУЭ), все электроустановки разделяют на две категории: напряжением до 1000 В (низкое) и выше 1000 В (высокое). Электроустановки напряжением, не превышающим 40 В, применяют в помещениях с повышенной опасностью, в особо опасных местах для стационарного местного освещения и в ручных переносных лампах.

Качество электроэнергии характеризуется следующими показателями.

1. Надежностью электроснабжения, которая определяется вероятностями безотказной работы и аварийного простоя потребителей.

2. Качеством электроэнергии у приемников, определяемым отклонением и колебанием величины и частоты напряжения, а также степенью несинусоидальности формы его кривой.

*Отклонение напряжения* — разность между его номинальным и фактическим значениями. Это отклонение является результатом медленного изменения напряжения, не превышающего 1% в 1 с.

*Колебание напряжения* — разность между его наибольшим и наименьшим значениями. Колебание возникает в результате быстрого изменения напряжения, превышающего 1% в 1 с.

*Отклонением частоты* считается усредненная за 10 мин разность между фактическим и номинальным ее значениями.

*Колебание частоты* — разность между наибольшим и наименьшим значениями основной частоты, возникающая в процессе изменения частоты, превышающего 0,2 Гц в 1 с. Колебания напряжения и частоты являются следствием резких изменений токов потребителей при пуске мощных двигателей.

Оплата за электроэнергию, используемую промышленными предприятиями, осуществляется, как правило, по двум тарифам. Однотарифная оплата производится в тех случаях, когда присоединенная мощность потребителей не превышает 750 кВт А. В этом случае электроэнергия оплачивается за количество потребленной активной энергии в кВт ч (определяется по показаниям счетчиков электроэнергии).

Двухставочный тариф состоит из годовой оплаты за 1 кВт заявленной (абонированной) потребителем максимальной мощности, участвующей в максимуме нагрузки электроснабжающей системы (основная ставка), и плата за 1 кВт ч учитываемой счетчиками электроэнергии (дополнительная ставка):

$$\Pi = P_m \alpha + Wb,$$

где  $P_m$  — заявленная потребителем наибольшая мощность, кВт;  $\alpha$  — размер оплаты за 1 кВт мощности  $P_m$ ;  $W$  — потребляемая активная энергия, кВт ч;  $b$  — размер платы за 1 кВт ч.

Распределение электроэнергии в цехах промышленных предприятий производится, как правило, на низком напряжении (до 1000 В). Питание внутрицеховых сетей низкого напряжения осуществляется от общезаводской трансформаторной подстанции (ТП) или от цеховых трансформаторных подстанций. Линии, отходящие от шин низкого напряжения распределительного щита (РЩ) подстанции, питают отдельные распределительные пункты (РП), от которых, в свою очередь, получают питание ответвления, идущие к близко

расположенным электроприемникам. Крупные сосредоточенные нагрузки (мощные электродвигатели, электрические печи и др.) обычно питаются непосредственно от РЩ подстанции. Осветительные приборы, как правило, снабжаются питанием от отдельной сети, присоединенной к РЩ подстанции. На рис. 21.2 изображена принципиальная схема питания внутрицеховой сети низкого напряжения.

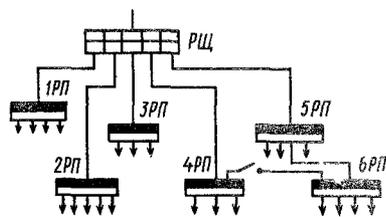


Рис. 21.2. Схема внутрицеховой сети низкого напряжения

## § 21.2. РАСЧЕТ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТЕЙ ПО ДОПУСТИМЫМ ПЛОТНОСТИ ТОКА И ПОТЕРЕ НАПРЯЖЕНИЯ

Расчет воздушных и кабельных сетей сводится к определению сечений проводов и жил кабелей и к выбору аппаратуры защиты. При расчете решающую роль играет правильная оценка электрических нагрузок и их удаленность от распределительных щитов. Сечения проводов и жил кабелей низковольтных сетей выбирают в зависимости от условий нагрева рабочим током и от допустимой потери напряжения.

Прежде чем приступить к расчету электрических сетей, необходимо составить расчетную схему, на которой следует указать: места расположения нагрузок, распределительные пункты и разводку проводов, по которым подается питание потребителям электрической энергии. Кроме того, должны быть известны параметры нагрузок (мощность,  $\cos \varphi$ , КПД), а также длины  $l$  участков электрической сети. На рис. 21.3 приведена схема размещения и электропитания потребителей электроэнергии в производственном помещении.

**Выбор сечения проводов по допустимой плотности тока.** Определяют расчетный ток каждого потребителя:

для трехфазной сети ток асинхронного двигателя

$$I_p = \frac{P_n 10^3}{\sqrt{3} U_n \cos \varphi_n \eta_n},$$

где  $P_n$  — номинальная мощность двигателя, кВт;  $U_n$  — номинальное линейное напряжение, В;  $\cos \varphi_n$  — номинальный коэффициент мощности нагрузки;  $\eta_n$  — номинальный

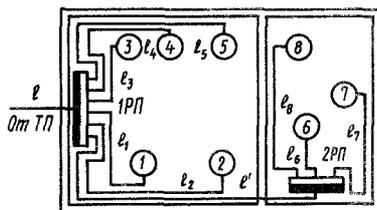


Рис. 21.3. Схема размещения и электропитания потребителей электроэнергии в производственном помещении:

1...8 — потребители электрической энергии

для однофазной сети

$$I_p = \frac{P_{\text{нагр}} 10^3}{U_n \cos \varphi_n},$$

где  $P_{\text{нагр}}$  — мощность нагрузки, кВт.

По значению расчетного тока  $I_p$  предварительно определяют сечение провода или кабеля, удовлетворяющее условию

$$I_{\text{доп}} \geq I_p,$$

где  $I_{\text{доп}}$  — допустимый ток провода или жилы кабеля соответствующего сечения, который указан в специальных таблицах для различных марок проводов и кабелей. В табл. 21.2 даны токовые нагрузки для медных проводов с резиновой или полихлорвиниловой изоляцией с медными жилами при максимально допустимой температуре жил  $+55^\circ\text{C}$  и температуре воздуха  $+25^\circ\text{C}$ .

Таблица 21.2

Сечение токопроводящей жилы, мм <sup>2</sup>	Токовая нагрузка, А					
	Провода, проложенные открыто	Провода, проложенные в одной трубе				
		два одножильных	три одножильных	четыре одножильных	одна двухжильная	один трехжильный
0,5	10		—			
0,75	13					
1,0	15	14	13	12	13	12
1,5	20	17	15	14	16	13
2,5	27	24	22	22	22	19
4,0	36	34	31	27	28	24
6,0	46	41	37	35	35	30
10,0	70	60	55	45	50	45
16,0	90	75	70	65	70	60
25,0	125	100	90	80	90	75
35,0	150	120	110	100	110	90
50,0	190	165	150	135	140	120
70,0	240	200	185	165	175	155
95,0	290	245	225	200	215	190
120,0	340	280	255	230	260	220
150,0	390	320	290	—		

Если температура окружающей среды существенно отличается от  $25^\circ\text{C}$ , с учетом которой составлены расчетные таблицы, необходимо вводить поправочный коэффициент.

Проверка выбранного сечения проводов по потере напряжения. После определения сечения кабеля или провода по допустимой токовой нагрузке его проверяют по допустимой потере напряжения.

Потерей напряжения называют алгебраическую разность напряжений в начале и конце линии. Для нормальной работы электроприемника энергии необходимо, чтобы напряжение на его зажимах было номинальным или отличалось от него в допустимых ПУЭ пределах. Согласно ГОСТ — 13109, допустимое отклонение напряжения на зажимах электродвигателей и аппаратов составляет 5...10% от номинального значения, а на зажимах приборов рабочего освещения 2,5...5% от номинального, за исключением специальных случаев.

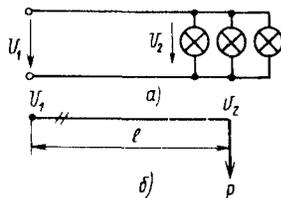


Рис. 21.4. Схема включения осветительных приборов (а) и расчетная схема (б)

Определение потери напряжения в проводах электрической сети постоянного тока. На рис. 21.4, а изображена схема включения осветительных приборов, а на рис. 21.4, б — расчетная схема. Потеря напряжения в линии

$$\Delta U = U_1 - U_2, \quad (21.1)$$

где  $U_1$  — напряжение в начале линии;  $U_2$  — напряжение в конце линии.

Сама линия обладает сопротивлением, которое для каждого провода определяется выражением

$$R = l/(\gamma S), \quad (21.2)$$

где  $l$  — длина линии, м;  $\gamma$  — удельная проводимость материала провода, м/(Ом мм<sup>2</sup>);  $S$  — сечение провода, мм<sup>2</sup>.

С учетом (20.1) и (20.2) можно записать

$$\Delta U = U_1 - U_2 = 2RI = 2lI/(\gamma S).$$

Выражая потерю напряжения в процентах, получают

$$\Delta U (\%) = \frac{\Delta U}{U_n} 100 = \frac{200lI}{\gamma S U_n}. \quad (21.3)$$

Рассмотрим нагрузку не в виде тока  $I$ , а в виде мощности  $P$ . Так как ток в проводах  $I = P/U_n$ , то согласно (21.3) потеря напряжения

$$\Delta U (\%) = 200lP/(\gamma S U_n^2).$$

При этом мощность  $P$  должна выражаться в ваттах, а напряжение — в вольтах.

Если потеря напряжения получается больше допустимой, следует пересчитать сечение проводов:

$$S = 200lP/(\gamma \Delta U_{\text{доп}} U_n^2),$$

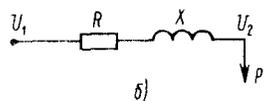
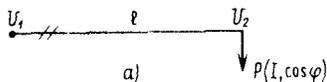


Рис. 21.5. Однофазная линия электропитания переменного тока (а) и ее схема замещения (б)

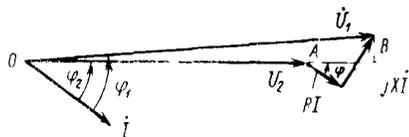


Рис. 21.6. Векторная диаграмма однофазной линии электропитания

где  $\Delta U_{\text{доп}}$  — допустимая потеря напряжения для данного участка электросети или питающей линии, %.

**Определение потери напряжения в проводах электрической сети переменного тока.** В этом случае приходится учитывать (в некоторых случаях) индуктивное сопротивление проводов и характер нагрузки  $\cos \varphi$ . На рис. 21.5 изображены однофазная линия переменного тока и ее схема замещения, а на рис. 21.6 — векторная диаграмма однофазной линии. Потеря напряжения в одном проводе с достаточной точностью может быть получена как

$$\Delta U = AB = RI \cos \varphi + XI \sin \varphi = I (R \cos \varphi + X \sin \varphi).$$

С целью упрощения расчетов в справочниках для различных линий даны удельные (на 1 км) сопротивления  $r_0$  и  $x_0$ . Тогда  $R = r_0 l$  и  $X = x_0 l$ . Следовательно, полная потеря напряжения в двухпроводной однофазной сети

$$\Delta U = 2Il (r_0 \cos \varphi + x_0 \sin \varphi),$$

или в процентах

$$\Delta U (\%) = \frac{2 \cdot 100Il}{U_n} (r_0 \cos \varphi + x_0 \sin \varphi). \quad (21.4)$$

Для трехфазной сети

$$\Delta U (\%) = \frac{\sqrt{3} \cdot 100Il}{U_n} (r_0 \cos \varphi + x_0 \sin \varphi), \quad (21.5)$$

где  $l$  — длина линии, км;  $r_0$  и  $x_0$  — активное и индуктивное сопротивления одного километра провода линии, Ом/км;  $U_n$  — номинальное линейное напряжение, В.

При сравнительно коротких электрических сетях (например, внутривзаводские низковольтные сети) индуктивным сопротивлением

ем можно пренебречь. Тогда для однофазной сети потеря напряжения

$$\Delta U(\%) = \frac{2 \cdot 100I}{U_n} r_0 \cos \varphi. \quad (21.6)$$

Для трехфазной сети

$$\Delta U(\%) = \frac{\sqrt{3} \cdot 100I}{U_n} r_0 \cos \varphi. \quad (21.7)$$

Если нагрузка является чисто активной (например, осветительные приборы), то  $\cos \varphi = 1$ , а  $\sin \varphi = 0$ . Тогда выражения (21.4) и (21.5) принимают вид:

для однофазной сети

$$\Delta U(\%) = \frac{2 \cdot 100I}{U_n} r_0;$$

для трехфазной сети

$$\Delta U(\%) = \frac{\sqrt{3} \cdot 100I}{U_n} r_0.$$

Произведя в уравнениях (21.6) и (21.7) замены  $lr_0 = l/(\gamma S)$ ,  $I = P/(U_n \cos \varphi)$  для однофазной сети и  $I = P/(\sqrt{3} U_n \cos \varphi)$  — для трехфазной сети, получают:

для однофазной сети

$$\Delta U(\%) = \frac{200IP}{\gamma S U_n^2}; \quad (21.8)$$

для трехфазной сети

$$\Delta U(\%) = \frac{100IP}{\gamma S U_n^2}. \quad (21.9)$$

Если потребители электрической энергии сосредоточены не в одной точке линии, а в нескольких ( $n$ ), в расчетные формулы входит не  $IP$ , а  $\sum_{k=1}^n l_k P_k$ . Так, для приведенной на рис. 21.7 схемы

$$\sum_{k=1}^3 l_k P_k = l_1 P_1 + l_2 P_2 + l_3 P_3.$$

Сравним расход цветного металла на однофазную и трехфазную линии, питающие электроприемники одинаковой мощности.

Сечение двух проводов однофазной линии

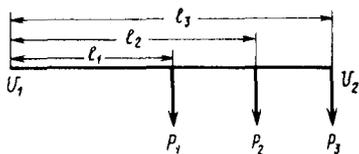


Рис. 21.7. Расчетная схема линии электропитания при распределенной нагрузке

$$S_{\text{I}} = 2 \frac{200IP}{\gamma \Delta U (\%) U_{\text{н}}^2}$$

Сечение трех проводов трехфазной линии

$$S_{\text{III}} = 3 \frac{100IP}{\gamma \Delta U (\%) U_{\text{н}}^2}$$

Вычисляя отношение  $S_{\text{III}}/S_{\text{I}}$ , получают значение 0,75, т. е. при передаче энергии трехфазными сетями расход цветного металла на 25% меньше, чем однофазными.

### § 21.3. ЗАЩИТА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТЕЙ ОТ КОРОТКИХ ЗАМЫКАНИЙ И ПЕРЕГРУЗОК

Все элементы электрических сетей должны быть защищены от токов короткого замыкания и перегрузок. Защитные аппараты (плавкие предохранители или максимальные автоматы) устанавливаются в начале каждой ветви сети, т. е. на каждом ответвлении от линии. Выбор плавкой вставки заключается в определении ее номинального тока, а выбор максимального автомата — в определении тока срабатывания его отключающего устройства. При выборе номинального тока плавкой вставки должны быть выполнены следующие условия.

1. Номинальный ток плавкой вставки должен быть не меньше наибольшего тока данной цепи в рабочем режиме, т. е.  $I_{\text{н}} \geq I_{\text{р}}$ . Выполнение этого условия предотвращает перегорание предохранителей в рабочем режиме.

2. Плавкие вставки не должны перегорать во время пуска электродвигателя, подключаемого к данной линии. Для этого  $I_{\text{н}} \geq I_{\text{пуск}}/\alpha$ , где  $I_{\text{пуск}}$  — пусковой ток самого мощного электрического двигателя из подключаемых к защищаемой сети;  $\alpha$  — коэффициент кратковременной перегрузки плавкой вставки.

Для двигателей, пускаемых без нагрузки,  $\alpha = 2,5$ ; для двигателей, пускаемых при нагрузке на валу,  $\alpha = 1,6 \dots 2,0$ ; для линий, проложенных к сварочным трансформаторам, или для двигателей с тяжелым пуском (например, крановых)  $\alpha = 1,6$ .

Пусковой ток электродвигателя  $I_{\text{пуск}} = k_{\text{п}} I_{\text{ном}}$ , где  $k_{\text{п}}$  — кратность пускового тока (по каталогу);  $I_{\text{ном}}$  — номинальный ток электродвигателя. Плавкая вставка выбирается по большему значению тока  $I_{\text{н}}$ , определяемому из указанных условий.

3. Ток плавкой вставки предохранителя, служащего для защиты проводов электрической линии от токов короткого замыкания, должен удовлетворять соотношению

$$I_n \leq 3I_{\text{доп}},$$

где  $I_{\text{доп}}$  — допустимый ток проводов.

При выборе плавкой вставки предохранителя, защищающего линию, которая питает группу асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором, ток плавкой вставки выбирают из условия

$$I_n \geq \frac{\Sigma I_p + (I_{\text{пуск}} - I_{\text{ном}})}{2,5},$$

а установленный ток срабатывания автомата

$$I_{\text{уст}} \geq \Sigma I_p + (I_{\text{пуск}} - I_{\text{ном}}),$$

где  $\Sigma I_p$  — суммарный расчетный ток нагрузки на предохранитель без учета пускаемого двигателя;  $I_{\text{пуск}}$  — пусковой ток одного из наиболее мощных двигателей;  $I_{\text{ном}}$  — номинальный ток пускаемого двигателя.

Для выбора плавких вставок предохранителей существует шкала их номинальных токов, утвержденная ГОСТом, согласно которой  $I_n = 4, 6, 10, 15, 20, 25, 35, 45, 60, 80, 100, 125, 160, 200, 225, 260, 300, 350, 430, 500, 600, 700, 850, 1000$  А.

#### § 21.4. ПОТЕРИ ЭНЕРГИИ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТЯХ И ПОВЫШЕНИЕ ЭКОНОМИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ПОТРЕБЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ

При передаче электрической энергии от источника к приемнику часть ее теряется в электросетях. Потери в сетях (включая трансформаторы) составляют в среднем 4...7% от общего расхода электроэнергии предприятия. Потери зависят от величины нагрузки, состояния и протяженности сетей, правильности выбора сечения проводов, размещения распределительных щитов, режимов работы электрооборудования и качественных показателей потребителей электроэнергии — коэффициента полезного действия (кпд) и коэффициента мощности ( $\cos \varphi$ ).

Основными потребителями электроэнергии на предприятиях являются асинхронные двигатели. При нагрузке, соответствующей их номинальной мощности, асинхронные двигатели обладают хорошими энергетическими показателями. Так, для двигателей средней мощности (5...50 кВт)  $\cos \varphi = 0,75...0,92$ , а кпд  $\eta = 0,86...0,93\%$ . Для двигателей меньшей мощности эти показатели ниже. При понижении нагрузки двигателей кпд и  $\cos \varphi$  значительно уменьшаются, что приводит к увеличению потерь электроэнергии в сетях (они составляют более 7% от расходуемой энергии).

Основными путями снижения потерь в электрических сетях являются: создание наиболее экономичной и целесообразной схемы распределительных сетей (для этого пункты электропитания — трансформаторная подстанция, центральные распределительные щиты (РЩ) и распределительные пункты (РП) — должны размещаться ближе к потребителям, которые к ним подключены); правильный выбор (по мощности) двигателей привода рабочих механизмов, что должно обеспечить их работу с высокими  $\eta$  и  $\cos \varphi$ . В случае, когда нагрузка оборудования, приводимого в действие двигателем, меньше его номинальной, встает вопрос о замене двигателя. Если нагрузка двигателя меньше 70% номинальной мощности, замена его считается целесообразной.

В ряде случаев, когда межоперационное время (двигатель работает вхолостую) рабочего механизма превышает 70 с, целесообразно в системе электропривода применять ограничители холостого хода, отключающие двигатели на этот период от сети.

Нагрузка промышленного предприятия значительно изменяется в течение суток, поэтому происходит непрерывное изменение активной и реактивной мощностей, а следовательно, и общего коэффициента мощности ( $\cos \varphi$ ) предприятия. В соответствии с этим для предприятия нормируется так называемый средневзвешенный  $\cos \varphi_{\text{св}}$ , который рассчитывают по показаниям счетчиков активной ( $W'_a$ ) и реактивной ( $W'_p$ ) энергий, исходя из соотношения

$$\operatorname{tg} \varphi_{\text{св}} = W'_p / W'_a,$$

откуда

$$\cos \varphi_{\text{св}} = 1 / \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_{\text{св}}}.$$

Различают два вида коэффициента мощности: естественный и общий (искусственный). Общий  $\cos \varphi$  в отличие от естественного измеряется с учетом действия компенсирующих устройств (подключение конденсаторов или синхронных компенсаторов — см. гл. 2 и 10).

Электроснабжающая организация осуществляет контроль за потреблением электроэнергии. При расчетах за электроэнергию с промышленными предприятиями применяются скидки к тарифу при  $\cos \varphi_{\text{св}}$ , реально большем нормируемого предприятия. За понижение  $\cos \varphi_{\text{св}}$  применяются штрафы и надбавки к тарифу.

## § 21.5. ТЕХНИКА ЭЛЕКТРОБЕЗОПАСНОСТИ

Работа с электромеханическими установками, электронным оборудованием и приборами, а также экспериментальное исследование цепей и устройств, использующих различные преобразователи электроэнергии, предполагает возможность случайного включения человека в цепь электрического тока. Это может произойти при контакте человека с конструкциями, находящимися под напряжением, или с металлическими частями электроаппаратуры, которые в нормальных условиях работы не находятся под напряжением, но вследствие неисправности (например, пробоя изоляции) оказались под напряжением.

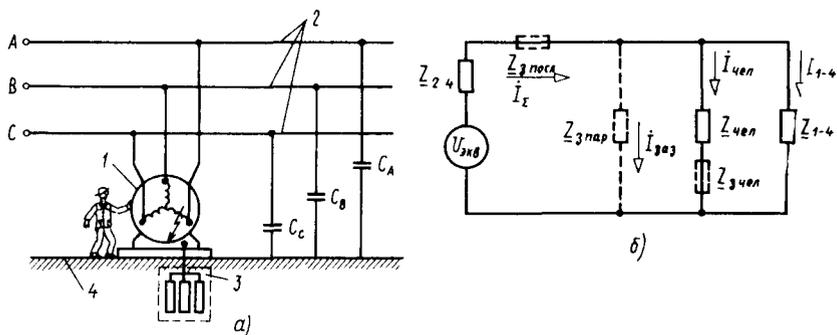


Рис. 21.8. Принципиальная схема, поясняющая возможность поражения электрическим током (а) и ее схема замещения (б):

1 — двигатель, 2 — электросеть, 3 — специальный заземлитель, 4 — земля

состояния окружающей среды. Поэтому для разграничения по уровню опасности все помещения, в которых проводятся работы с электроустановками, принято подразделять на три категории.

Первая категория — помещения без повышенной опасности. Сюда относятся сухие отапливаемые помещения с токонепроводящими полами и относительной влажностью воздуха менее 65%.

Вторая категория — помещения с повышенной опасностью, в которых относительная влажность воздуха выше 75%, имеются токопроводящие полы, а температура окружающей среды более 30°C.

Третья категория — особо опасные помещения. Сюда относятся помещения с влажностью воздуха около 100%, высокой температурой, агрессивными средами и токопроводящими полами.

Токпроводящими считаются грязные, сырые деревянные, бетонные, железобетонные или другие полы, а также полы с металлическим покрытием. К токонепроводящим относят чистые и сухие деревянные полы, полы с асфальтовым и с другими типами неметаллических покрытий.

В помещениях первой категории безопасным считается напряжение ниже 30 В, а в помещениях второй и третьей категорий — напряжение ниже 12 В.

Для исключения возможности поражения электрическим током при работе с электроустановками необходимо использовать безопасные методы работы и специальные средства защиты, описанные в правилах техники безопасности. Рассмотрим эти правила на примере работы с промышленной трехфазной сетью переменного тока.

Рис. 21.8, а иллюстрирует возможность включения человека в цепь электрического тока. Предположим, что вследствие неисправности (например, пробой изоляции обмотки двигателя) корпус электроустановки 1 оказался под напряжением фазы А трехфазной

сети переменного тока. Тогда в цепи, образованной последовательно включенными переходным сопротивлением установка 1 — земля 4 ( $Z_{1-4}$ ) и емкостным сопротивлением сеть — земля 4 ( $Z_{2-4}$ ), возникнет ток  $I_{\Sigma}$  (рис. 21.8, б). При этом между корпусом электроустановки 1 и землей 4 появится напряжение.

Если человек коснется корпуса электроустановки 1, то параллельно переходному сопротивлению  $Z_{1-4}$  подключится сопротивление человека  $Z_{\text{чел}}$ . Через тело человека пройдет ток, величина которого

$$I_{\text{чел}} = \frac{U_{\text{эвб}}}{(Z_{\text{чел}}/Z_{1-4} + 1) Z_{2-4} + Z_{\text{чел}}}, \quad (21.10)$$

где  $U_{\text{эвб}}$  — эквивалентное напряжение сети.

Из приведенного выражения следует, что ток, проходящий через человека в зависимости от соотношений  $Z_{1-4}$ ,  $Z_{2-4}$  и  $Z_{\text{чел}}$ , может достигать опасного значения. Уменьшение этого тока может быть достигнуто тремя способами: увеличением емкостного сопротивления  $Z_{2-4}$ ; увеличением сопротивления  $Z_{\text{чел}}$ ; уменьшением переходного сопротивления  $Z_{1-4}$ .

Все существующие методы защиты основаны на использовании указанных способов. Так как протяженность линии электропередачи всегда величина заданная, то значение  $Z_{2-4}$  не может быть произвольно изменено. Поэтому ток, проходящий через человека, может быть уменьшен путем включения последовательно с сопротивлением дополнительного защитного сопротивления  $Z_{\text{посл}}$  (см. рис. 21.8, б). Практическая реализация данного метода может быть осуществлена при помощи введения в сеть дополнительных изолирующих (развязывающих) трансформаторов. Емкость этих трансформаторов включается последовательно с емкостями фаз  $C_A$ ,  $C_B$  и  $C_C$ , что ведет к увеличению эквивалентного последовательного сопротивления  $Z_{\text{посл}} = Z_{2-4} + Z_{\text{посл}}$ . Из сказанного следует, что у такого трансформатора межобмоточная емкость должна быть минимальной. Особенно этот метод эффективен при работе с электронными приборами, подключаемыми к однофазной сети переменного тока (рис. 21.9).

Наиболее эффективен метод, основанный на увеличении значения сопротивления  $Z_{\text{чел}}$ . Он реализуется с использованием различных защитных огражде-

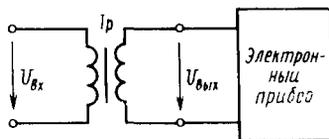


Рис. 21.9. Схема включения электроприбора через изолирующий трансформатор

ний, полностью исключаящих непосредственный контакт человека с токонесущими конструкциями. Если по условиям эксплуатации установок это невозможно, то увеличить значение  $Z_{\text{чел}}$  можно, используя различные изолирующие защитные средства: резиновые коврики, накладки, рукавицы, боты, галоши, изолирующие штанги, инструмент с изолированными рукоятками и т. д. Применение этих средств эквивалентно введению в схему рис. 21.8, б дополнительного защитного сопротивления.

Методы, основанные на уменьшении переходного сопротивления или зануления, эффективно реализуются устройством защитных заземления или зануления. Сущность защитного заземления состоит в подключении корпуса электроустановки к специальному заземлителю (см. рис. 21.8, а), представляющему токопроводящую конструкцию, имеющую хороший контакт с землей. Это, как правило, сварная конструкция из стальных труб или стержней, зарытая в землю. Общее переходное сопротивление заземлитель — земля во всех случаях должно быть существенно меньше сопротивления  $Z_{\text{чел}}$  ( $Z_{\text{з пар}} \ll Z_{\text{чел}}$ ).

В трехфазных четырехпроводных промышленных сетях переменного тока хорошие результаты дает применение защитного зануления. Суть его состоит в подключении к корпусу электроустановки нейтрального провода сети. В этом случае любое повреждение изоляции приводит к короткому замыканию в сети переменного тока. Следствием этого является отключение аппаратурой защиты неисправного потребителя от первичной сети. Это принципиально исключает возможность использования потенциально опасного для человека оборудования.

Комплексное применение перечисленных методов защиты позволяет практически полностью предотвратить поражение человека электрическим током. Однако если поражение все-таки произошло, необходимо помнить, что первая помощь пострадавшему должна оказываться непосредственно на месте происшествия. При этом необходимо соблюдать следующие простые правила.

Немедленно освободить пострадавшего от действия электрического тока. Для этого имеющимися средствами отключить электроустановку или часть электрической сети, с которой контактирует человек. Если оперативно это сделать не удастся, то следует отвести от пострадавшего провода и отделить его самого от токонесущих частей электроустановки. При этом важно соблюдать осторожность, чтобы самому не подвергнуться действию электрического тока. Так, например, отводить от человека провода можно только изолирующими предметами — сухими палками, веревками или тряпками, резиновыми перчатками и т. д., т. е. любыми приспособлениями, увеличивающими величину сопротивления  $Z_{\text{з пост}}$ .

При снятии напряжения необходимо позаботиться о том, чтобы

после отключения тока и, следовательно, исчезновения эффекта «приковывания», если он был, пострадавший вследствие потери равновесия не получил бы вторичные травмы от падения. Дальнейшие действия следует проводить в соответствии с инструкцией по оказанию первой помощи пострадавшему от поражения током.

Следует помнить, что согласно статистике большинство случаев поражения электрическим током связано с пренебрежением правилами техники безопасности. Неукоснительное соблюдение этих правил позволяет практически полностью исключить возможность поражения электрическим током.

### Контрольные вопросы

1. Изобразите упрощенную принципиальную схему электроснабжения. Объясните назначение всех устройств, входящих в схему.
2. Назовите стандартные напряжения.
3. По какой схеме распределяется электроэнергия в цехах промышленных предприятий?
4. Как выбирается сечение проводов электрических сетей низкого напряжения, исходя из условий нагрева?
5. Как осуществляется расчет проводов по потере напряжения в сетях постоянного тока?
6. В чем заключаются особенности расчета проводов по потере напряжения в сетях переменного тока?
7. В чем преимущество передачи электрической энергии трехфазными сетями по сравнению с однофазными?
8. Как осуществляется защита электрических сетей от короткого замыкания и перегрузок?
9. Как учесть влияние пусковых токов двигателей на выбор плавкой вставки?
10. Какими параметрами характеризуется качество электроэнергии?
11. Как производится расчет стоимости электроэнергии на промышленных предприятиях?
12. Какие факторы влияют на степень поражения человека электрическим током?
13. Какой по величине ток является смертельным для человека?
14. На какие категории подразделяются помещения по степени опасности поражения человека электрическим током?
15. Объясните схему рис. 21.8 и проанализируйте ее связь с уравнением (21.10).
16. Назовите методы защиты человека от поражения электрическим током.
17. Какие методы защиты человека от поражения электрическим током применяются в промышленности?
18. Как оказывают первую помощь пострадавшему при поражении электрическим током?

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В заключение остановимся на некоторых перспективах развития электротехники и электроники.

Для дальнейшего использования электрической энергии в условиях острой необходимости экономии энергоресурсов требуется создание и внедрение экономичных электрических источников, электропотребителей и систем передачи и распределения электроэнергии.

Применение сверхпроводящих материалов в электромашиностроении позволяет решить ряд технических задач и создать устройства уменьшенных габаритов и веса, обладающие малыми потерями электроэнергии, снизить расход конструкционных материалов на производство таких устройств.

Важную роль должно сыграть создание новых видов электрических машин, таких, как магнитогидродинамические (МГД) генераторы, у которых нет вращающейся части, а тепловая энергия преобразуется в электрическую проводящей средой, движущейся в магнитном поле. Внедрение МГД-генераторов на тепловых электростанциях повысит эффективность использования топлива, что увеличит коэффициент полезного действия электростанции. Целесообразно также более широкое внедрение МГД-двигателей как весьма перспективных. В технологических процессах производства и на электрическом транспорте большое распространение найдет линейный электрический двигатель переменного тока.

Создание магнитных полей высокой интенсивности на базе сверхпроводящих обмоток, получаемых при помощи криогенной техники, позволит разработать генераторы переменного тока мощностью до  $6 \cdot 10^6$  кВт, а для высокоскоростного транспорта обеспечить магнитную подвеску. Замена механических контактов в электрических системах полупроводниковыми приборами значительно повысит надежность работы таких систем.

Наряду с созданием принципиально новых машин и аппаратов будут совершенствоваться существующие типы различных устройств путем сочетания электромагнитных систем с полупроводниковой электроникой.

Дальнейшее развитие электроники неразрывно связано с вопросами обработки информации, где особая роль отводится интег-

ральной электронике. Развитие интегральной электроники по классическому схемотехническому пути сталкивается с рядом принципиальных проблем, обусловленных предельными возможностями ее быстродействия. Важнейшей проблемой является проблема межсоединений элементов в интегральных схемах, ограничивающих их быстродействие за счет паразитных параметров. Эта проблема усугубляется еще и тем, что с ростом интеграции возрастает доля площади кристалла, занятой межсоединениями, и поэтому работа по повышению быстродействия активных элементов не приводит к ожидаемому повышению быстродействия интегральной схемы в целом. В то же время очевидно, что круг задач, стоящих перед техникой обработки информации, требует повышения степени функциональной интеграции.

Современные устройства схемотехнической электроники имеют время задержки  $10^{-9} \dots 10^{-10}$  с на вентиль, максимальную скорость обработки информации  $10^9 \dots 10^{10}$  оп/с. Такие характеристики недостаточно эффективны для обработки больших массивов информации в реальном масштабе времени, решения задач искусственного интеллекта и т. п. Казалось бы, проблема может быть решена заменой гальванических межъячеечных связей на оптические. Однако применение оптоэлектронных процессов, весьма перспективных с точки зрения повышения скорости обработки информации, требует помимо технологических сложностей введения в многократно повторяющуюся от ячейки к ячейке последовательность преобразования потенциал — заряд — ток — заряд — потенциал еще двух оптоэлектронных преобразователей — на выходе и входе каждой из ячеек. Вероятность сбоев при этом неизбежно возрастет.

Альтернативным путем дальнейшего развития электроники по отношению к классическому схемотехническому направлению, по нашему мнению, может являться использование динамических неоднородностей в качестве носителя информации при обработке больших ее массивов. Это направление, развиваемое у нас в стране акад. Ю. В. Гуляевым, проф. Я. А. Федотовым и другими, получило название функциональной электроники.

В устройствах функциональной электроники массив информационных сигналов может быть обработан целиком, а не в виде отдельных битов информации, как в схемотехнической электронике. При этом возможна обработка информации в аналоговом и цифровом видах одновременно. Все это позволяет достигнуть производительности более  $10^{15}$  оп/с. Различны также функциональные возможности устройств схемотехнической и функциональной интегральной электроники.

Для устройств схемотехнической электроники характерен ограниченный набор выполняемых функций (арифметические действия с числами, хранение информации), реализуемых с помощью элементарных логических элементов — И, ИЛИ, НЕ и их различных комбинаций. Важным свойством устройств функциональной электрони-

ки является использование в процессах обработки информации элементарных функций высшего порядка, примерами которых являются фурие-преобразование, операции свертки, корреляции и автокорреляции, управляемая задержка и фильтрация информационных сигналов, их когерентное сложение и ответвление (деление), комбинированная обработка сигналов и т. д. Поэтому устройство функциональной электроники может рассматриваться как процессор, одновременно обрабатывающий большой объем информации. Важно отметить, что обработка информации в такого типа процессорах происходит в аналоговом виде, без перевода аналогового сигнала в цифровой код, т. е. без передачи ее по проводникам.

Имеются достаточные основания считать, что последующее развитие электроники пойдет не только по пути дальнейшей микроминиатюризации классической схемотехнической электроники, но также по пути развития функциональной электроники, способной решить сложные вопросы обработки больших массивов информации в реальном масштабе времени.

Настоящий учебник дает читателю основы подхода к решению указанных выше проблем в области электротехники и электроники.

## Приложение 1

Таблица соответствия для наиболее распространенных функций

Оригинал	Изображение
1	$1/p$
$A$	$A/p$
$\sin \omega t$	$\omega/(p^2 + \omega^2)$
$\sin(\omega t + \psi)$	$(p \sin \psi + \omega \cos \psi)/(p^2 + \omega^2)$
$\cos \omega t$	$p/(p^2 + \omega^2)$
$\cos(\omega t + \psi)$	$(p \cos \psi - \omega \sin \psi)/(p^2 - \omega^2)$
$e^{\pm \alpha t}$	$1/(p \mp \alpha)$
$\frac{1}{\alpha} (1 - e^{-\alpha t})$	$\frac{1}{p(p + \alpha)}$
$df(t)/dt$	$pF(p) - f(0)$
$d^2f(t)/dt^2$	$p^2F(p) - pf(0) - f'(0)$
$\int_0^t f(t) dt$	$F(p)/p + \varphi(0)/p$
$Af_1^0(t) + f_2(t) + \dots$	$AF(p) + F_1(p) + F_2(p) + \dots$

Здесь  $f(0)$  и  $\varphi(0)$  -- значения функции при  $t=0$ .

## СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Электротехника/Под ред. В. Г. Герасимова. - М.: Высшая школа, 1985. -- 480 с.
2. Борисов Ю. М., Липатов Д. Н., Зорин Ю. Н. Электротехника. М.: Энергоатомиздат, 1985. — 551 с.
3. Волинский Б. А., Зейн Е. Н., Шатерников В. Е. Электротехника. — М.: Энергоатомиздат, 1987. — 526 с.
4. Касаткин А. С., Немцов М. В. Электротехника. — М.: Энергоатомиздат, 1983. — 440 с.
5. Справочное пособие по электротехнике и основам электроники/Под ред. А. В. Нетушила. — М.: Высшая школа, 1986. — 248 с.
6. Справочник по электрическим машинам. В 2 т./Под общей ред. И. П. Копылова, Б. К. Клокова. — М.: Энергоатомиздат, 1988 — 1989.
7. Электротехнический справочник/Под ред. В. Г. Герасимова, П. П. Грудинского, Л. А. Жукова и др. — М.: Энергоиздат, 1980 — 1982. Т. 1 3.
8. ГОСТ 19880 — 74. Электротехника, термины и определения.
9. ГОСТ 1494 — 77. Буквенные обозначения основных величин.
10. Аналоговые и цифровые интегральные микросхемы /С. В. Якубовский, Н. А. Барканов и др.; Под ред. С. В. Якубовского. М.: Радио и связь, 1985. -- 432 с.
11. Основы промышленной электроники/ В. Г. Герасимов, О. М. Князьков и др.; Под ред. В. Г. Герасимова. М.: Высшая школа, 1986. — 336 с.
12. Микросхемы и их применение/ В. А. Батушев, В. Н. Вевяианов и др. — М.: Радио и связь, 1983. — 272 с.
13. Щеголева Л. И., Давыдов А. Ф. Основы вычислительной техники и программирования. — М.: Энергоиздат, 1981. 256 с.
14. Направник М. В. Микропроцессоры и микроЭВМ. — М.: Высшая школа, 1989. 192 с.
15. Фремке К. Введение в микроЭВМ: Пер. с немецкого. — М.: Энергоатомиздат, 1988. — 160 с.
16. Барканов В. Ф., Жданов В. К. Усилительная и импульсная техника. — М.: Машиностроение, 1981. 230 с.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Введение	5
<b>РАЗДЕЛ I ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ И МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ</b>	
<i>Глава 1 Общие положения и анализ линейных электрических цепей постоянного тока</i>	
§ 1.1 Основные понятия и определения	9
§ 1.2 Параметры и характеристики элементов электрической цепи	11
§ 1.3 Основные законы теории электрических цепей	16
§ 1.4 Пассивный и активный двухполосники, режимы их работы	17
§ 1.5 Методы анализа разветвленной электрической цепи с одним источником электрической энергии	19
§ 1.6 Сложная электрическая цепь и методы ее анализа, основанные на законах Кирхгофа Принцип суперпозиции	23
§ 1.7 Метод эквивалентного активного двухполосника Четырехплечий мост	28
Контрольные вопросы	31
<i>Глава 2 Анализ линейных электрических цепей переменного тока</i>	
§ 2.1 Основные параметры, характеризующие синусоидальные токи, эдс, напряжения	32
§ 2.2 Способы представления синусоидальных электрических величин	35
§ 2.3 Идеализированный резистивный элемент (активное сопротивление) в цепи переменного тока	40
§ 2.4 Идеализированный индуктивный элемент (катушка индуктивности) в цепи переменного тока	42
§ 2.5 Идеализированный емкостный элемент (конденсатор) в цепи переменного тока	45
§ 2.6 Неразветвленные электрические цепи, содержащие резисторы, индуктивные катушки и конденсаторы	48
§ 2.7 Разветвленные электрические цепи, содержащие резисторы, индуктивные катушки и конденсаторы	59
§ 2.8 Резонансы в электрических цепях	62
§ 2.9 Технико-экономическое значение коэффициента мощности и способы его повышения	67
§ 2.10 Анализ электрических цепей со смешанным соединением нагрузок и разветвленных цепей с несколькими источниками	69
§ 2.11 Линейный четырехполосник	71
Контрольные вопросы	74
<i>Глава 3 Анализ трехфазных электрических цепей</i>	
§ 3.1 Основные понятия и определения Способы соединения обмоток источника питания трехфазной цепи Линейные и фазные напряжения	76
§ 3.2 Включение в трехфазную цепь приемников по схеме «звезда» и анализ их электрического состояния	78
§ 3.3 Включение в трехфазную цепь приемников по схеме «треугольник» и анализ их электрического состояния	81

§ 3.4	Мощность трехфазной цепи	83
Контрольные вопросы		84
<b>Глава 4</b> <b>Переходные процессы в линейных электрических цепях с сосредоточенными параметрами</b>		
§ 4.1	Причины возникновения переходных процессов. Законы коммутации для участков цепи, содержащих индуктивные и емкостные элементы	84
§ 4.2	Расчет токов и напряжений переходных процессов классическим методом	86
§ 4.3	Анализ переходного процесса в неразветвленной цепи с резистором и конденсатором	88
§ 4.4	Анализ переходных процессов в неразветвленной цепи с резистором и индуктивной катушкой	92
§ 4.5	Понятие об операторном методе анализа переходных процессов	96
§ 4.6	Анализ переходных процессов в электрической цепи операторным методом	97
§ 4.7	Анализ переходного процесса в неразветвленной цепи с резистором, индуктивной катушкой и конденсатором при включении ее на постоянное напряжение	99
Контрольные вопросы		102
<b>Глава 5</b> <b>Периодические несинусоидальные токи в электрических цепях</b>		
§ 5.1	Причины возникновения периодических несинусоидальных эдс, токов и напряжений. Представление периодических несинусоидальных функций рядом Фурье	103
§ 5.2	Анализ электрических цепей, питаемых периодическими несинусоидальными напряжениями	104
§ 5.3	Величины, характеризующие периодические несинусоидальные напряжения, токи и эдс	106
§ 5.4	Влияние резистивного, индуктивного и емкостного элементов цепи, питаемой несинусоидальным напряжением, на форму кривой тока	107
§ 5.5	Мощность электрической цепи при несинусоидальных напряжениях и токе	109
Контрольные вопросы		111
<b>Глава 6</b> <b>Магнитные цепи и электромагнитные устройства</b>		
§ 6.1	Назначение магнитных цепей. Основные величины, характеризующие магнитную цепь и магнитные материалы	112
§ 6.2	Магнитные свойства и характеристики ферромагнитных материалов, применяемых для изготовления магнитопроводов. Классификация магнитных цепей	113
§ 6.3	Применение закона полного тока для расчета магнитных цепей	115
§ 6.4	Расчет неразветвленных магнитных цепей с постоянной магнитодвижущей силой	117
§ 6.5	Расчет разветвленных магнитных цепей с постоянной магнитодвижущей силой	119
§ 6.6	Магнитные цепи с постоянными магнитами	122
§ 6.7	Особенности магнитных цепей с переменной магнитодвижущей силой	123
Контрольные вопросы		129
<b>РАЗДЕЛ II</b> <b>ТРАНСФОРМАТОРЫ И ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ</b>		
<b>Глава 7</b> <b>Трансформаторы</b>		
§ 7.1	Назначение, области применения, устройство и принцип действия	

	трансформатора . . . . .	131
§ 7.2.	Анализ работы трансформатора при холостом ходе . . . . .	133
§ 7.3.	Анализ работы нагруженного трансформатора . . . . .	135
§ 7.4.	Опыты холостого хода и короткого замыкания трансформатора . . . . .	139
§ 7.5.	Влияние тока нагрузки на напряжение вторичной обмотки трансформатора . . . . .	141
§ 7.6.	Потери энергии и коэффициент полезного действия трансформатора . . . . .	143
§ 7.7.	Трехфазный трансформатор. Параллельная работа трансформаторов . . . . .	145
§ 7.8.	Автотрансформатор . . . . .	147
§ 7.9.	Измерительные трансформаторы . . . . .	148
	Контрольные вопросы . . . . .	150
	<b>Глава 8. Асинхронные двигатели . . . . .</b>	<b>150</b>
§ 8.1.	Принцип действия и области применения асинхронных двигателей. Скольжение . . . . .	150
§ 8.2.	Электродвижущие силы обмоток статора и ротора . . . . .	158
§ 8.3.	Частота тока обмотки ротора. Сопротивления обмоток статора и ротора . . . . .	159
§ 8.4.	Ток в фазе обмотки ротора. Схемы замещения . . . . .	161
§ 8.5.	Преобразование энергии в асинхронном двигателе. Потери энергии и энергетическая диаграмма . . . . .	162
§ 8.6.	Электромагнитный момент и механические характеристики асинхронного двигателя . . . . .	165
§ 8.7.	Двигатель с фазным ротором и его пусковые характеристики . . . . .	167
§ 8.8.	Асинхронные двигатели с улучшенными пусковыми свойствами . . . . .	169
§ 8.9.	Рабочие характеристики асинхронного двигателя . . . . .	173
§ 8.10.	Регулирование частоты вращения ротора и реверсирование асинхронного двигателя. Принцип работы асинхронной машины в генераторном и тормозном режимах . . . . .	175
§ 8.11.	Двухфазный и однофазный асинхронные двигатели. Понятие о линейных двигателях . . . . .	178
	Контрольные вопросы . . . . .	183
	<b>Глава 9. Машины постоянного тока</b>	
§ 9.1.	Назначение, устройство и принцип действия машин постоянного тока. Способы возбуждения машин постоянного тока . . . . .	184
§ 9.2.	Принцип устройства обмоток якоря. Электродвижущая сила якоря, реакция якоря . . . . .	186
§ 9.3.	Электромагнитный момент машины постоянного тока . . . . .	190
§ 9.4.	Работа машины постоянного тока в режиме генератора . . . . .	192
§ 9.5.	Работа машины постоянного тока в режиме двигателя . . . . .	199
§ 9.6.	Универсальный коллекторный двигатель. Микродвигатель постоянного тока . . . . .	208
	Контрольные вопросы . . . . .	210
	<b>Глава 10. Синхронные машины</b>	
§ 10.1.	Общие сведения о синхронных машинах, их устройство и область применения . . . . .	211
§ 10.2.	Работа синхронной машины в режиме автономного генератора. Реакция якоря. Характеристики генератора . . . . .	214
§ 10.3.	Схема замещения фазы обмотки якоря синхронного генератора. Мощность и электромагнитный момент . . . . .	218
§ 10.4.	Подключение трехфазной синхронной машины к электрической сети . . . . .	221

§ 10.5. Синхронный двигатель . . . . .	225
§ 10.6. Регулирование реактивной мощности синхронного двигателя . . . . .	227
§ 10.7. Синхронные микродвигатели . . . . .	228
Контрольные вопросы . . . . .	232
<b>РАЗДЕЛ III. ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОНИКИ И МИКРОПРОЦЕССОРНОЙ ТЕХНИКИ</b>	
<i>Глава 11. Элементная база современных электронных устройств</i>	
§ 11.1. Этапы развития электронных устройств . . . . .	233
§ 11.2. Полупроводниковые диоды . . . . .	235
§ 11.3. Биполярные транзисторы . . . . .	243
§ 11.4. Полевые транзисторы . . . . .	248
§ 11.5. Тиристоры . . . . .	252
§ 11.6. Полупроводниковые приборы как элементы интегральных микросхем . . . . .	255
§ 11.7. Индикаторные приборы . . . . .	257
§ 11.8. Фотозлектронные приборы. Понятие об оптоэлектронных приборах . . . . .	261
Контрольные вопросы . . . . .	264
<i>Глава 12. Расчет нелинейных электрических и электронных цепей</i>	
§ 12.1. Методы расчета нелинейных цепей . . . . .	265
§ 12.2. Расчет нелинейных цепей постоянного тока . . . . .	267
§ 12.3. Расчет нелинейных цепей переменного тока . . . . .	273
§ 12.4. Расчет нелинейных цепей при одновременном воздействии источников постоянного и переменного напряжений . . . . .	275
Контрольные вопросы . . . . .	277
<i>Глава 13. Усилители электрических сигналов</i>	
§ 13.1. Общие сведения, классификация и основные характеристики усилителя. Типовые функциональные каскады полупроводникового усилителя . . . . .	277
§ 13.2. Анализ работы транзисторного усилителя. Понятие о классах усиления усилительных каскадов . . . . .	283
§ 13.3. Температурная стабилизация режимов в транзисторных усилителях. Особенности работы усилителя на полевом транзисторе . . . . .	288
§ 13.4. Избирательные усилители. Усилители мощности. Усилители постоянного тока . . . . .	292
§ 13.5. Анализ дифференциального усилителя . . . . .	294
§ 13.6. Операционный усилитель (ОУ). Схемы стабилизации и повышения входного сопротивления ОУ . . . . .	297
Контрольные вопросы . . . . .	360
<i>Глава 14. Источники вторичного электропитания</i>	
§ 14.1. Классификация, состав и основные параметры . . . . .	301
§ 14.2. Показатели выпрямителей однофазного тока . . . . .	303
§ 14.3. Трехфазные выпрямители. Внешние характеристики выпрямителей . . . . .	306
§ 14.4. Принцип работы выпрямителей на тиристорах . . . . .	309
§ 14.5. Сглаживающие фильтры и оценка эффективности их работы . . . . .	312
§ 14.6. Компенсационные стабилизаторы напряжения и преобразователи постоянного тока в переменный (инверторы) . . . . .	314
Контрольные вопросы . . . . .	315

<b>Глава 15. Импульсные и автогенераторные устройства</b>	
§ 15.1. Особенности импульсных устройств. Принципы расчета и анализа	316
§ 15.2. Электронные ключи и простейшие формирователи импульсных сигналов. Статические и динамические показатели электронных ключей	319
§ 15.3. Транзисторные триггеры	325
§ 15.4. Основы теории автогенераторов. Баланс амплитуд и фаз	328
§ 15.5. Принципы обеспечения баланса фаз в транзисторных автогенераторах гармонических колебаний. Автогенераторы LC- и RC-типа	331
§ 15.6. Мультивибраторы и принцип их функционирования	333
Контрольные вопросы	336
<b>Глава 16. Основы цифровой электронной техники</b>	
§ 16.1. Анализ логических устройств	336
§ 16.2. Различные системы счисления и их особенности. Меры оценки информации в цифровых системах	338
§ 16.3. Логические операции и способы их аппаратурной реализации	342
§ 16.4. Сведения об интегральных логических микросхемах	346
§ 16.5. Схемотехнические и конструктивно-технологические особенности логических микросхем различных серий	348
§ 16.6. Принципы функционирования цифровых устройств комбинационной логики	352
§ 16.7. Понятие об элементах памяти	355
§ 16.8. Цифровые триггеры	357
§ 16.9. Регистры и цифровые счетчики импульсов	361
Контрольные вопросы	365
<b>Глава 17. Микропроцессоры</b>	
§ 17.1. Общие сведения о микропроцессорах. Работа вычислительных устройств (процессоров)	366
§ 17.2. Устройство и принцип функционирования микропроцессора	369
§ 17.3. Классификация, маркировка и характеристики микропроцессоров	370
Контрольные вопросы	373
<b>РАЗДЕЛ IV. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ И СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЙ</b>	
<b>Глава 18. Методы измерений электрических величин и аналоговые электроизмерительные приборы</b>	
§ 18.1. Общие сведения о методах и средствах измерений	374
§ 18.2. Электроизмерительные приборы прямого преобразования	377
§ 18.3. Измерение электрических величин приборами прямого преобразования	380
§ 18.4. Мостовые и компенсационные методы измерений электрических величин	382
§ 18.5. Измерения частоты	387
§ 18.6. Осциллографические методы измерения параметров непрерывных и импульсных сигналов	389
Контрольные вопросы	391
<b>Глава 19. Цифровые электроизмерительные приборы</b>	
§ 19.1. Типовые элементы цифровых приборов. Принципы их работы	391
§ 19.2. Цифровые приборы с время-импульсным кодированием измерительной информации и с частотно-импульсным кодированием напряжения	395
§ 19.3. Цифровые вольтметры с поразрядным кодо-импульсным управле-	

вешиванием напряжения . . . . .	398
Контрольные вопросы . . . . .	400
<b>РАЗДЕЛ V. ЭЛЕКТРОПРИВОД И ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЕ ПРЕДПРИЯТИЙ</b>	
<i>Глава 20. Основы электропривода</i>	
§ 20.1. Нагрузки и уравнение движения электропривода . . . . .	401
§ 20.2. Нагревание и охлаждение двигателя . . . . .	404
§ 20.3. Выбор электродвигателя и режимы его работы . . . . .	406
§ 20.4. Управление электроприводом . . . . .	413
Контрольные вопросы . . . . .	419
<i>Глава 21. Электроснабжение предприятий</i>	
§ 21.1. Общие вопросы электроснабжения. Источники электроэнергии, внутренние электрические сети . . . . .	420
§ 21.2. Расчет электрических сетей по допустимым плотности тока и поте- ре напряжения . . . . .	423
§ 21.3. Защита электрических сетей от коротких замыканий и перегрузок . . . . .	428
§ 21.4. Потери энергии в электрических сетях и повышение экономичес- ких показателей потребления электроэнергии . . . . .	429
§ 21.5. Техника электробезопасности . . . . .	430
Контрольные вопросы . . . . .	435
<b>Заключение</b> . . . . .	436
<b>Приложение</b> . . . . .	438
<b>Список рекомендуемой литературы</b> . . . . .	439